

# **Eristetyllä hilalla varustetun bipolaaritransistorin kytkentäaikaviiveiden hyödyntäminen käytönaikaisessa kunnonvalvonnassa**

Laura Syväanne

**Sähkötekniikan korkeakoulu**

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi  
diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 28.4.2019.

**Työn valvoja:**

Prof. Jorma Kyyrä

**Työn ohjaaja:**

M.Sc. (Tech.) Mika Niemi



**Aalto-yliopisto**  
**Sähkötekniikan**  
**korkeakoulu**

Tekijä: Laura Syväne		
Työn nimi: Eristetyllä hilalla varustetun bipolaaritransistorin kytkentäaika- ja viiveiden hyödyntäminen käytönaikaisessa kunnonvalvonnassa		
Päivämäärä: 28.4.2019	Kieli: Suomi	Sivumäärä: 10+90
Department of Electrical Engineering and Automation		
Professuuri: Electric Power and Energy Engineering		
Työn valvoja: Prof. Jorma Kyyrä		
Työn ohjaaja: M.Sc. (Tech.) Mika Niemi		
<p>Tässä työssä on tutkittu jännitteen takaisinkytkentätietojen avulla toteutettuja kytkenäaika- ja -viiveiden laskureita. Tutkimuksen ensimmäisenä lähtökoh- tana on ollut selvittää voidaanko jollain mittausmenetelmällä nähdä eristetyllä hilalla varustetun bipolaaritransistorin (IGBT) kytkenäaika- ja riippuvuus liitos- lämpötilasta, virrasta ja ikääntymisen tuomista muutoksista. Toinen lähtökohta on ollut vastata kysymykseen, kannattaako jotain tutkimusmenetelmää jatkokehittää käytönaikaisen kunnonvalvonnan työkaluksi.</p> <p>Tutkimusta varten on rakennettu testausjärjestelmä, jossa tutkittavia IGBT- moduuleita on testattu eri-ikäisinä. Tutkimuskomponentteja on ikäännytetty työn aikana joko passiivisella lämpösyklauksella tai tehosiylauksella. Tutkimuskompo- nentteihin kohdistuneita ikääntymisen tuomia muutoksia on seurattu muun muassa akustisen mikroskopian avulla.</p> <p>Saaduista tuloksista todettiin, että mittausajan lämpötilariippuvuus voidaan nähdä osassa mittausmenetelmistä. Tuloksiin vaikutti myös onko kytkennässä kyse sam- mutuksesta vai sytytyksestä. Kaikissa mittausmenetelmissä virran arvo vaikutti mittaustuloksiin. Passiivisiylauksen aikaansaamat muutokset vaikuttivat ilme- nevän hyvin osassa mittausmenetelmistä. Tehosiylauksen osalta mittaustulos ei ollut yhtä suoraviivainen. Soveltuvuus käytönaikaisen kunnonvalvonnan työkaluksi vaatii jatkotutkimusta.</p>		
Avainsanat: IGBT, kytkenäaika, kytkenäviive, liitoslämpötila, ikääntyminen		

Author: Laura Syväne

Title: Switching Times as an Indicator in Insulated Gate Bipolar Transistor  
Online Condition Monitoring

Date: 28.4.2019

Language: Finnish

Number of pages: 10+90

Department of Electrical Engineering and Automation

Professorship: Electric Power and Energy Engineering

Supervisor: Prof. Jorma Kyyrä

Advisor: M.Sc. (Tech.) Mika Niemi

In this thesis switching time counters based on voltage measurement circuits, were studied. Firstly this thesis focuses whether it is possible to detect an insulated gate bipolar transistor (IGBT) switching time dependency of current, junction temperature or aging, with some of these methods. Secondly this thesis tries to find out if it is worth developing some of these methods to be used online.

For this thesis a setup has been developed, in which IGBT modules of various ages have been tested. Aging of test modules has been implemented either by passive thermal cycling or power cycling. Structural changes caused by aging have been monitored for instance using acoustic microscope.

It was concluded from the obtained measurement results that with some of the test methods temperature dependency can be detected. Results of different methods depended also on whether IGBT was turning on or off. The current affected the results of all tested methods. Structural changes caused by thermal cycling seemed to influence on some of the test methods. Test results of power cycled test component were not as consistent. Suitability of tested methods for online use requires further research.

Keywords: IGBT, switching time, switching delay, junction temperature, aging

## Esipuhe

Haluan kiittää ABB Oy:tä ja tämän työn tilannutta Matti Laitista mahdollisuudesta mielenkiintoiseen ja haastavaan diplomityöhön. Matille kuuluu iso kiitos myös teknisestä taustatuesta ja loistavan referenssitiimin kokoamisesta. Iso kiitos kuuluu myös työni valvojalle professori Jorma Kyyrälle panostuksesta työhöni ja rakentavista kommentteista. Arvostan todella sitä, kuinka hienoa työtä osaat tehdä opiskelijoiden parissa. Oli ilo saada sinut valvojakseni.

Kiitoksen haluan osoittaa myös jokaiselle työni taustajoukoissa toimineelle ABB:n työntekijälle. Erikseen haluan kiittää Joonas Puukkoa, jolta sai selkeät ja asiantuntevat neuvot puolijohteisiin liittyen ja jonka napakat kommentit ohjasivat kiinnittämään huomiota myös yksityiskohtiin. Lisäksi haluan erikseen kiittää Aleksi Vullia vertaistuesta ja kannustamisesta työni aikana sekä myös ammattitaitoisesta teknillisestä ohjeistamisesta. Olen kiitollinen, että olit reippaalla ja positiivisella asenteella osa työni taustajoukkoja. Kiitos myös jokaiselle Q&R-laboratorion työntekijälle, jotka pohtivat meidän kanssamme useaan kertaan mittausjärjestelyjen toteutusta ja vastailivat asiantuntevasti kysymyksiini. Haluan kiittää myös Anssi Kämäriä, joka toimi diplomityöni aikaisena esimiehenä. Kiitos siitä, että kyselit välillä mitä kuuluu ja miten työni etenee. Kiitos myös osallisuudestasi teknisiin taustajoukkoihin. Sain sinulta paljon ajatuksia ja ideoita, jotka viitoittivat tutkimustyöni suuntaa matkan varrella.

Isoin kiitos kuuluu kuitenkin työni ohjaajalle Mika Niemelle, jolta sai aina kiireestä huolimatta selkeän ja kattavan vastauksen isoihin ja pieniin ongelmiin. Osasit loistavasti ohjata työtäni oikeaan suuntaan, kun oma suuntavaistoni oli hukassa tai osaamiseni tai ehkä useammin uskoni loppui kesken.

Kotijoukkojen tuki on ollut myös korvaamatonta. Haluankin kiitossanoissa mainita mieheni Juhon, joka aina jaksoi uskoa kykyihini ja kannustaa eteenpäin sekä antaa välillä hyvää teknistä tukea työhöni liittyen. Tuki ja kannustus, jonka sinulta sain ja olen aina saanut, on ollut merkittävässä roolissa tämän työn toteutumisessa ja myös elämässäni ylipäätään. Valtava merkitys on ollut myös rakkaalla pojallani Konstalla, joka on toiminut kaikista suurimpana motivoijana työni aikana. Kiitos, että päivittäin muistutat minua elämän tärkeimmistä asioista ja tuot iloa ja rakkautta jokaiseen päivääni. Opin paljon uutta ja tarpeellista diplomityöni aikana. Kiitos, että olitte omalta osaltanne tukemassa ja kannustamassa samalla tehden työni mahdolliseksi.

Otaniemi, 28.4.2019

Laura Syväne



# Sisällysluettelo

<b>Tiivistelmä</b>	<b>ii</b>
<b>Tiivistelmä (englanniksi)</b>	<b>iii</b>
<b>Esipuhe</b>	<b>iv</b>
<b>Sisällysluettelo</b>	<b>v</b>
<b>Symbolit ja lyhenteet</b>	<b>vii</b>
<b>1 Johdanto</b>	<b>1</b>
<b>2 IGBT-moduulin toiminta</b>	<b>3</b>
2.1 Varauksenkuljettajien toiminta puolijohteessa . . . . .	3
2.2 IGBT:n rakenne ja toimintaperiaate . . . . .	8
2.3 Sisäiset kapasitanssit . . . . .	12
2.4 IGBT-moduulin rakenne . . . . .	13
2.5 IGBT:n sytytys ja sammutus . . . . .	17
2.5.1 Standardin mukainen määritelmä . . . . .	17
2.5.2 IGBT:n kytkentäkäyttäytymisen käyrämuodot . . . . .	18
<b>3 IGBT:n lämpötilan mittaaminen, termomekaanisen rasituksen aiheuttama ikääntyminen ja vikaantuminen</b>	<b>21</b>
3.1 IGBT-moduulin termomekaaninen rasitus ja lämpöhäviöt . . . . .	21
3.2 Jäähdytys ja lämpötilan mittaus . . . . .	22
3.2.1 Integroitu lämpötilan mittaus ja lämpömalli . . . . .	23
3.2.2 Kytkentäaikoihin perustuva lämpötilan mittaus . . . . .	27
3.3 Kiihdytetty ikääntyminen . . . . .	30
3.4 IGBT-moduulin tuhoutuminen lämpöön . . . . .	32
<b>4 Testausjärjestelyt</b>	<b>34</b>
4.1 Laitteisto ja toimintaperiaate . . . . .	34
4.2 Ohjauslogiikka ja kytkentäaikojen laskurit . . . . .	40
4.3 Mittausjärjestelyt ja ikäännyttäminen . . . . .	43
4.3.1 Akustinen mikroskopia . . . . .	43
4.3.2 Käyräpiirturi . . . . .	44
4.3.3 Tuplapulssitesteri . . . . .	47
4.3.4 Passiivinen lämpösyklus . . . . .	48
4.3.5 Tehosyklaus . . . . .	48
<b>5 Tulokset</b>	<b>52</b>
5.1 Passiivisyklattut tutkimuskomponentit 1 ja 3 . . . . .	53
5.1.1 Ikääntymisen havainnointi tukimittausten avulla . . . . .	53
5.1.2 Tutkimusajon tulokset ja tulosten analysointi . . . . .	57
5.2 Tehosyklattu tutkimuskomponentti 2 . . . . .	60

5.2.1	Ikääntymisen havainnointi tukimittausten avulla . . . . .	61
5.2.2	Tutkimusajon tulokset ja tulosten analysointi . . . . .	66
<b>6</b>	<b>Johtopäätökset ja jatkotutkimusehdotukset</b>	<b>70</b>
	<b>Viitteet</b>	<b>71</b>
	<b>Liitteet</b>	<b>74</b>
<b>A</b>	<b>VHDL ohjauslogiikka</b>	<b>74</b>
<b>B</b>	<b>Mittaustulokset tutkimuskomponentti 1</b>	<b>75</b>
<b>C</b>	<b>Mittaustulokset tutkimuskomponentti 2</b>	<b>80</b>
<b>D</b>	<b>Mittaustulokset tutkimuskomponentti 3</b>	<b>85</b>
<b>E</b>	<b>Oskilloskoopin mittauskuvat</b>	<b>90</b>

# Symbolit ja lyhenteet

## Symbolit

$A$	efektiivinen pinta-ala
$a_0$	empiirisesti määritetty yhtälön lämpötilavakio
$BVCES, V_{rm}$	kollektori-emitterin läpilyöntijännite
$c$	elektronikuoren järjestysluku
$C$	kollektori
$C_0$	empiirisesti määritetty yhtälön tilavuusvakio
$C_{CE}$	IGBT:n kollektori-emitterikapasitanssi
$C_{dep}$	IGBT:n ajautumisalueen kapasitanssi
$C_{dep,0}$	IGBT:n ajautumisalueen kapasitanssi, kun $T_j = 300$ K
$C_{GC}$	IGBT:n hila-kollektorikapasitanssi
$C_{GE}$	IGBT:n hila-emitterikapasitanssi
$C_{ies}$	IGBT:n sisäinen kapasitanssi
$C_{oes}$	IGBT:n ulkoinen kapasitanssi
$C_{ox,D}$	IGBT:n hilan ja ajautumisalueen välinen kapasitanssi
$C_{res}$	IGBT:n käänteinen siirtokapasitanssi
$C_t, c_{th}$	ominaislämpökapasitanssi
$C_{th}$	lämpökapasitanssi
$d$	paksuus
$E$	emitteri
$E_e$	sähkökentän voimakkuus
$E_a$	akseptorien muodostama energiataso
$E_d$	donorien muodostama energiataso
$E_f$	Fermi-energia
$E_g$	energia-aukko valenssi- ja johtavuusvyön välissä
$G$	hila
$I$	virta
$I_c, i_c$	IGBT:n kollektorivirta
$ICES$	kollektori-emitterin vuorovirta
$I_{con}$	kollektorivirta IGBT:n johtaessa virtaa
$i_g$	hilavirta
$IGES$	hilan vuotovirta
$I_0$	virta ajanhektellä $t=0$
$I_L$	kuormavirta
$I_{sense}$	tehosityklaajan mittausvirta
$I_{sykli}$	tehosityklaajan testivirta
$J1$	IGBT:n substraatin ja puskurialueen välinen PN-liitos
$J2$	IGBT:n puskurialueen ja runkoalueen välinen PN-liitos
$J3$	IGBT:n emitterin $N^+$ ja runkoalueen välinen PN-liitos
$k_B$	Bolzmännin vakio
$l$	kappaleen pituus
$L$	induktanssi

$n$	elektronitiheys
$N$	donoreilla seostettu puolijohde
$N_a$	akseptorien seostuskonsentraatio puolijohteessa
$N_c$	johtavuusvyön efektiivinen tilatiheys
$N_d$	donorien seostuskonsentraatio puolijohteessa
$n_i$	luontainen varauksenkuljettajien konsentraatio
$n_s$	elektronikonsentraatio epitaksiaalikerroksen ja hilaoksidin rajapinnassa
$N_v$	valenssivyön efektiivinen tilatiheys
$p$	aukkotiheys
$P$	akseptoreilla seostettu puolijohde
$P^+, N^+$	voimakkaasti seostettu puolijohde
$P^-, N^-$	heikosti seostettu puolijohde
$P_{th}, P_h$	lämpöteho
$q$	alkeisvaraus
$Q_{th}$	lämpöenergia
$R$	resistanssi
$R_{BE}$	IGBT:n runkoalueen resistanssi
$R_g$	hilavastus
$R_{th}$	lämpövastus
$R_{th(jc)}$	pysyvän tilan lämpövastus liitoksesta kuoreen
$t$	aika
$T$	lämpötila
$t_f, t_{fv1}, t_{fv2}$	IGBT:n kollektorijännitteen laskuaika
$t_{d(off)}$	IGBT:n sammutusviive
$t_{d(on)}$	IGBT:n syttymisviive
$T_j$	liitoslämpötila
$T_{jc}$	lämpötila liitoksesta ja kuoreen
$t_{off}$	IGBT:n poiskykentäaika
$t_{on}$	IGBT:n syttymisaika
$t_r, t_{ri}$	IGBT:n kollektorivirran nousuaika
$t_{rv1}, t_{rv2}$	IGBT:n kollektorijännitteen nousuaika
$t_z$	IGBT:n kollektorivirran häntävirta
$U$	jännite
$V_a$	tyhjennysalueen yli lisätty ulkoinen jännite
$V_{CE}$	IGBT:n kollektori-emitterijännite
$V_{CEsat}, V_{CE(sat)}$	IGBT:n kollektori-emitteri saturaatiojännite
$V_{CE(th)}$	IGBT:n kollektori-emitterin kynnysjännite
$v_{dc}$	IGBT-moduulin yli oleva tasajännite
$V_F$	IGBT-moduulin diodin yli oleva jännite
$V_{GE}, V_G$	IGBT:n hila-emitteri jännite
$V_{GE(th)}$	IGBT:n hila-emitterin kynnysjännite
$v_{gon}$	hilajännitteen arvo IGBT:n ollessa kytkettynä päälle
$v_{goff}$	hilajännitteen arvo IGBT:n ollessa kytkettynä pois
$v_{gp}$	kollektori-emitterijännite Miller-tasolla
$v_{on}$	hilaohjaimen jännite IGBT:n ollessa kytkettynä päälle

$v_{off}$	hilaohjaimen jännite IGBT:n ollessa kytkettynä pois
$Z_{th}$	muutoslämpövastus
$Z_{th(jc)}$	muutoslämpövastus liitoksesta kuoreen
$\epsilon$	dielektrinen vakio
$\lambda$	lämmönsiirtokyky
$\mu$	varauksenkuljettajan liikkuvuus
$\phi_s$	tyhjennysalueen reunan potentiaali
$\rho$	tiheys
$\tau$	aikavakio

## Operaattorit

$\Delta$	muutos
$\int_a^b$	integraali $a$ :sta $b$ :hen
$\frac{d}{dt}$	derivaatta muuttujan $t$ suhteen
$\frac{\partial}{\partial t}$	osittaisderivaatta $t$ :n suhteen
$\sum_i$	summa yli indeksin $i$
$\bar{x}$	keskimääräinen arvo muuttujasta $x$

## Lyhenteet

AC	Alternating current
AMB	Active Metal Brazing
BJT	Bipolar Junction Transistor
CTE	Coefficient of Thermal Expansion
CUT	Component Under Test
DC	Direct current
DCB	Direct Bonded Copper
DUT	Device Under Test
EU	Euroopan Unioni
FPGA	Field-programmable Gate Array
FS-IGBT	Field-Stop Insulated Gate Bipolar Transistor
FWD	Free Wheeling Diode
IEC	International Electrotechnical Commission
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
J-FET	Junction Field-Effect Transistor
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor
NPN	Bipolaaritransistorin tyyppi
NPT-IGBT	Non-Punch-Through Insulated Gate Bipolar Transistor
NTC	Negative Temperature Coefficient
PNP	Bipolaaritransistorin tyyppi
PTC	Positive Temperature Coefficient
PT-IGBT	Punch-Through Insulated Gate Bipolar Transistor
SAM	Scanning Acoustic Microscope
TIM	Thermal Interface Material
VHDL	Very-high Speed Integrated Circuit Hardware Description Language

## Kemialliset lyhenteet

<i>Ag</i>	Hopea
<i>Al</i>	Alumiini
<i>AlN</i>	Alumiininitridi
<i>Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub></i>	Alumiinidioksidi
<i>C</i>	Hiili
<i>Cu</i>	Kupari
<i>GaAs</i>	Galliumarsenidi
<i>Pb</i>	Lyijy
<i>Si</i>	Pii
<i>SiC</i>	Piikarbidi
<i>Sn</i>	Tina
<i>SnAg</i>	Tina-hopea
<i>S<sub>3</sub>N<sub>4</sub>i</i>	Piinitridi
<i>SiO<sub>2</sub></i>	Piidioksidi

# 1 Johdanto

Eristetyllä hilalla varustetun bipolaaritransistorin eli IGBT:n kehityksessä luotettavuus ja eliniän hallinta ovat nousseet keskeisiksi kriteereiksi niiden levittäytyessä yhä useampaan sovelluskohteeseen. Tutkimuksissa on nähty, että 60 % suuntaajajärjestelmien tehokomponenttien laiterikoista on aiheutunut lämpenemisestä. Lisäksi on huomattu, että vikaantumisien määrä tuplaantuu aina, kun liitoslämpötila kasvaa 10 °C.[1]

Seuraavan sukupolven integroidun tehojärjestelmän tarkoitus on tuoda markkinoille vikaantumattomia laitteita. Nykyisissä laitteissa uudelleen konfiguraatio tehdään vasta laitteen ajautuessa kohtalokkaaseen vikamoodiin, kuten oikosulkuun. Uuden teknologian myötä tavoite olisi tuoda markkinoille laitteita, joissa laite osaisi itse tehdä uudelleen konfiguraation ennen ajautumistaan kohtalokkaaseen vikamoodiin.[2] Koska vikaantumisen ja liitoslämpötilan yhteys on niin hallitseva, on viime vuosina panostettu laajalti lämpöherkkien sähköisten parametrien tutkimiseen. Liitoslämpötilan valvonta tarjoaisi loistavan tavan seurata IGBT-moduulin kuntoa ja ennustaa jäljellä olevaa elinikää.[1]

Nykyinen tapa määrittää puolijohdekomponenttien elinikä, perustuu tuotekehitysvaiheessa tehtyyn komponenttitestaukseen. Tilastollinen analyysi eliniästä tehdään kiihdytetyn elinikätestin tulosten pohjalta, johon myös komponenttien huoltosuunnitelma perustuu. Luonnollisestikaan sovelluskohteet eivät ole keskenään identtisiä ja ympäristön olosuhteet voivat vaihdella merkittävästi. Myös sovelluskohteen käyttösykli vaikuttaa siihen, kuinka nopeasti puolijohde lähestyy elinikänsä loppua. Huoltosuunnitelman perustuessa tuotekehitysvaiheen laskelmiin saatetaan ajautua tilanteeseen, jossa huoltoa ei ehditä tekemään ennen vikaantumista. Toisaalta joidenkin sovelluskohteiden huolto voi olla liian ennakoitua. Pelkästään tilastolliseen laskemaan nojaava huoltosuunnitelma ei tule täyttämään tulevaisuuden laatustandardeja.

Eristetyllä hilalla varustetun bipolaaritransistorin rakenteesta johtuen liitoslämpötilan suora mittaaminen ei ole mahdollista. Nykyinen lämpötilaestimaatti perustuu lämpömalliin, joka hyödyntää laskelmassa termistorin jännitettä, virran ja lämpöparametrien arvoja. Lämpömalli on pätevä ja toimiva silloin, kun puolijohdemoduuli on uusi ja ikääntymätön. Termistorin sijainti ja ikääntymisen tuomat muutokset vääristävät lämpömallissa käytettyjä parametreja niin, että luotettava tieto liitoslämpötilasta menetetään. Lähdeaineiston perusteella kytkentäaikaviiveitä voidaan hyödyntää liitoslämpötilan estimointiin. Tässä tutkimuksessa selvitetään, voidaanko kytkentäaikaviiveitä mitata riittävän tarkasti työn aikana kehitetyn FPGA-piirin mitauslogiikan avulla niin, että mittaustuloksista voidaan havaita lämpötilariippuvuus ja puolijohdemoduulin ikääntyminen.

Luvussa kaksi esitellään eristehilabipolaaritransistorimoduulin perusteet. Kappaleessa käydään tarkasti läpi puolijohdemateriaalien toiminta, lämpötilariippuvuus, puolijohdepalan sekä puolijohdemoduulin rakenne. Lisäksi kappaleessa perehdytään kytkentäkäyttäytymisen käyrämuotoihin.

Luku kolme keskittyy eristehilabipolaaritransistorin lämpöhäviöihin ja termomekaaniseen rasitukseen. Kappaleessa käydään läpi myös nykyisessä teknologiassa hyödynnetyn lämpötilamittauksen perusperiaate. Lisäksi esitellään eräissä tutkimusai-

neistossa esitetty kytkentäaikamittaukseen perustuva lämpötilan mittaus. Samalla käydään läpi miten ikääntymisen tuomat muutokset saadaan näkyviin kiihdytetyillä menetelmillä ja mitä vaaditaan, että moduuli tuhoutuu lämpöön.

Neljäs kappale käy läpi tutkimuksen testausjärjestelyt. Mittalaitteet ja perusteet niiden käytölle esitellään tässä kappaleessa. Jotta tutkimuksen testit olisivat toistettavia, luvussa käsitellään myös millaisin parametrein ja kytkennöin mittaukset on tehty. Kappaleessa esitellään myös tähän työhön erikseen rakennettu mittausjärjestelmä ja siihen kehitetty ohjaus- ja mittauslogiikka.

Kappaleessa viisi käydään läpi mittauksista saadut tulokset. Tuloksia vertaillaan saman tutkimuskomponentin eri mittauskertojen tuloksiin. Mittaustulosten analyysi ja tulkinta käydään läpi tässä kappaleessa.

Luku kuusi on työn yhteenveto ja siinä tuodaan esille tutkimuksen merkittävimmät johtopäätökset. Kappaleessa annetaan myös ehdotus jatkotutkimustarpeista.



## 2 IGBT-moduulin toiminta

Eristetyllä hilalla varustettu bipolaaritransistori, IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) on tehoelektronikassa yleisesti käytössä oleva puolijohdekomponentti. Se on syntynyt halusta kehittää transistori, jossa yhdistyy MOSFET:n (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor*) ja BJT:n (*Bipolar Junction Transistor*) parhaat ominaisuudet. Kehitystyön tuloksena on syntynyt transistori, jolla on alhaiset johtotilan häviöt, kuten BJT:llä sekä helppo ohjattavuus ja lyhyet kytkentäviiveet, kuten MOSFET:llä.[3] Tässä osassa käydään läpi puolijohdeteknologian perusteet sekä IGBT:n ja IGBT-moduulin rakenne ja toimintaperiaate.

### 2.1 Varauksenkuljettajien toiminta puolijohteessa

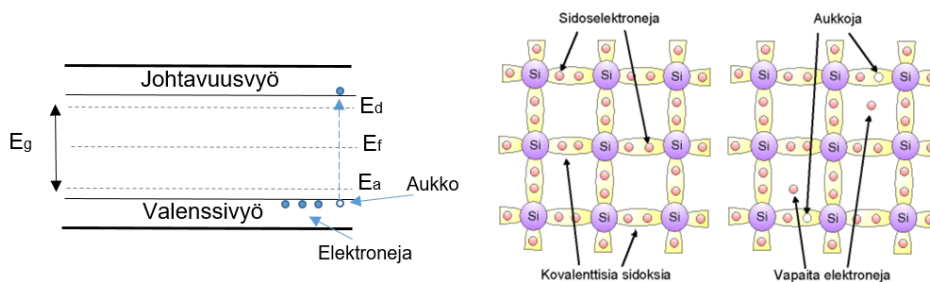
Jotta voisi ymmärtää täysin puolijohdekomponenttien toiminnan, täytyy tarkastelu aloittaa puolijohdemateriaalien ja varauksenkuljettajien toimintaperiaatteesta. Elektronit ovat negatiivisesti varautuneita varauksenkuljettajia. Elektronien liike muodostaa sähkövirran  $I$ . Kun materiaalin päiden välille kytketään jännite  $U$ , muodostuu sähkökenttä  $E_e$ . Materiaalin johtavuuden tai eristävyys, määrittää aineessa vapaasti liikkumaan pääsevien elektronien määrä, varauksenkuljettajatiheys. Sähköjohtavuus toimii kriteerinä, kun materiaalit luokitellaan eristeisiin, johteisiin tai puolijohteisiin. Hyviä johteita ovat esimerkiksi kupari tai hopea, joissa vapaiden elektronien tiheys on suuruusluokkaa  $10^{23} \text{ cm}^{-3}$ . Eristeissä, kuten alumiinioksidissa varauksenkuljettajatiheys on suuruusluokkaa  $10 \text{ cm}^{-3}$ . Puolijohteella tarkoitetaan materiaalia, jonka johtavuus on huonompi kuin johtavilla metalleilla, mutta parempi kuin eristeillä. Toisin sanoen se on eristeen ja johteen välimuoto. Puolijohteiden, kuten piin, varauksenkuljettajatiheys on suuruusluokkaa  $10^8 - 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ . [3]

Varauksenkuljettajatiheys on aineelle ominainen vakio, kun kyseessä on metalli tai eriste. Elektronikassa ja sähkötekniikassa oli kuitenkin tarve materiaalille, joka voitiin ohjata joko johtavaan tai eristävään tilaan. Ratkaisuksi löytyi puolijohteet, joissa varauksenkuljettajatiheyttä voitiin säädellä lisäämällä epäpuhtauksia materiaaliin tai asettamalla sähkökenttä puolijohteen rakenteeseen.[3] Puolijohteen kyky toimia johteena tai eristeenä pohjautuu sen resistanssin säädettävyyteen. Puolijohteen resistanssia pystytään ohjaamaan halutulla tavalla nopeasti, jolloin saadaan muun muassa tehoelektronikan sovelluksiin soveltuva kytkin. Kappaleen resistanssi on

$$R = \frac{U}{I} = \frac{lE_e}{nq\mu E_e A} = \frac{l}{nq\mu A} \quad (1)$$

missä  $l$  on kappaleen pituus ja  $A$  on kappaleen poikkileikkauksen pinta-ala,  $E_e$  on kappaleen yli vaikuttava sähkökenttä,  $n$  on varauksenkuljettajatiheys,  $q$  on elektronin alkeisvaraus,  $\mu$  on materiaalille ja varauksenkuljettajalle ominainen liikkuvuus vallitsevassa lämpötilassa. Yhtälöstä nähdään, että resistanssi riippuu kappaleen mekaanisista mitoista, alkeisvarauksesta, liikkuvuudesta ja varauksenkuljettajatiheydestä. Alkeisvaraukseen ja liikkuvuuteen on hankala vaikuttaa, mutta mittoihin ja varauksenkuljettajatiheyteen on mahdollista vaikuttaa.[4]

Ennen kuin tarkastellaan tarkemmin varauksenkuljettajatiheyden säätelyä, perehdytään tarkemmin puolijohdemateriaalien ominaisuuksiin. Aine koostuu aina atomeista. Atomeissa elektronit ovat jakautuneet kvanttiluonteensa vuoksi atomiytimen ympärillä oleville elektronikuorille. Yhdellä elektronikuorella voi olla  $2 * c^2$  elektronia, missä  $c$  on elektronikuoren järjestysluku. Pii on yleisin puolijohdemateriaali, joten perehdytään sen rakenteeseen tarkemmin. Pii-atomilla on kolme elektronikuorta. Alimmilla kuorilla elektronien määrä on täysi. Pii-atomin uloimmalla kuorella on 4 elektronia. Sähköiset ominaisuudet määräytyvät uloimman elektronikuoren elektronien eli valenssielektronien perusteella.[5]



Kuva 1: Vasemmalla puolijohteen energiavyöt ja elektronin siirtyminen valenssivyöltä johtavuusvyölle energia-alueen  $E_g$  läpi, oikealla piin kaksiuuloitteinen ideaalinen kiderakenne.[5]

Kiinteän materiaalin ainemassa on muodostunut useista atomeista. Materiaalissa elektronit ovat jakautuneet energiavöille. Energiavöiksi kutsutaan johtavuusvyötä  $E_c$  ja valenssivyötä  $E_v$ . Energiavyöt ovat syntyneet eri atomien samoilla radoilla olevien valenssielektronien energioista. [5] Toisin sanoen kiinteässä aineessa atomin tarkat energiatasot asettuvat kiinteiksi energiavöiksi. Ilman ulkoista energiaa elektronit eivät liiku, vaan ovat sidoksissa valenssivyöllä. Vöiden välissä on energia-alue  $E_g$ , jossa ei ole yhtään sallittua energiatilaa. Energia-alue on varauksenkuljettajille kielletty energiaväli. Ne voivat vain nopeasti siirtyä tämän alueen ohi johtavuusvyölle. Energiavöiden periaatekuva on esitetty kuvassa 1. Kuvasta poiketen puhtaassa piissä on vain valenssi- ja johtavuusvyö ja niiden välinen kielletty energiaväli. Todellisuudessa johtavuusvyö ja valenssivyö ovat leveämpiä, kuin niiden välinen kielletty energiaväli. Ne voidaan kuitenkin kuvata ohuiksi raja-alueiksi sillä, puolijohdeissa varauksenkuljettajien energiatilat ovat hyvin lähellä energiavöiden reunoja. Eli ne ovat joko valenssivyön suurimmalla tilalla tai johtavuusvyön alimmalla tilalla. Jotta materiaali kykenisi johtamaan sähköä, täytyy siinä olevien elektronien ylittää kielletty energiaväli ja siirtyä johtavuusvyölle. Energiavälin leveys määrittää siis aineen kyvyn johtaa sähköä. Eristeen rajana pidetään 3 eV:n energiaväliä. Puolijohdeissa energia-aukko on suhteellisen pieni. Johteissa valenssi- ja johtavuusvyö ovat osittain päällekkäin ja energiaväli puuttuu kokonaan. [6]

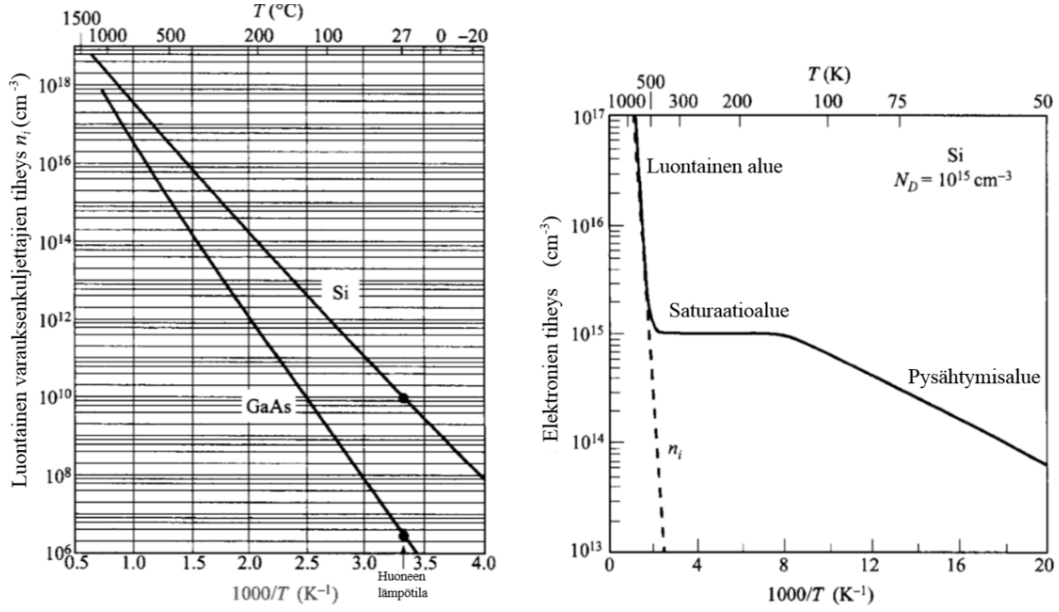
Kuvassa 1 oikealla on esitetty myös puhtaan piin kaksiuuloitteinen kiderakenne, todellisuudessa rakenne on kolmiuuloitteinen timanttihila. Toiminnan kannalta on riittävää tarkastella yksinkertaistettua mallia. Yleensä kemiallisten sidosten synnyssä atomi pyrkii oktettirakenteeseen, jossa sen uloimmilla elektronikuorilla on 8 elektronia. Pii-atomin uloimmalla kuorella elektroneja on 4 kappaletta. Saadak-

seen oktettisen rakenteen piiatomit kiinnittyvät toisiinsa lainaten viereisten atomien uloimpien elektronikuorien elektroneja, jolloin muodostuu kovalenttinen sidos. Perustilassa (0 K), elektronit ovat sitoutuneita rakenteeseen ja pii vastaa täydellistä eristettä. Ympäristön termien energia noudattaa yhtälöä  $k_B T$ , missä  $k_B$  on Boltzmannin vakio ja  $T$  ympäristön lämpötila Kelvineinä. Elektroni pääsee irtomaan perustilaltaan, kun ulkoinen energia ylittää sen sidosenergian. Elektronit siirtyvät johtavuusvyölle ja muodostuu vapaita elektroneja.[5] Huoneenlämpötilassa ( $\sim 300\text{K}$ ) termien energia on jo kyennyt irrottamaan piin kaikki vapaat elektronit. Valenssi-vyöltä siirtyessään elektroni jättää jälkeensä tyhjän kohdan, jota kutsutaan aukoksi. Aukko-elektroniparin syntymistä kutsutaan generoitumiseksi. Aukko on positiivinen varauksenkuljettaja. Aukon viereinen elektroni voi täyttää muodostuneen aukon, jolloin aukon täyttäneen elektronin paikalle muodostuu uusi aukko, joka puolestaan voi siepata naapuriatomiltaan elektronin, jolloin aukko siirtyy naapuriatomiin. Johtavuusvyön elektronit ja valenssi-vyön aukot lisäävät sähkönjohtavuutta puolijohteessa. Tapahtumaa, jolloin elektroni täyttää aukon kutsutaan rekombinoitumiseksi. Sen seurauksena rekombinoitunut aukko ja elektroni katoavat. [6] Rekombinoituessa vapautuu energiaa ja syntyy lämpöä. Generoitumisen ja rekombinoitumisen välillä on tasapaino, joka on riippuvainen lämpötilasta. Kun lämpötila kasvaa, kasvaa myös varauksenkuljettajatiheys ja samalla resistiivisyys pienenee. [4]

Intrinsiikkisellä puolijohteella tarkoitetaan puhdasta puolijohdetta, jossa ei ole muita alkuaineita. Jotta sen sähkönjohtavuus saataisiin halutuksi, täytyy siihen lisätä epäpuhtauksia eli seosaineita. Seosaineet ovat muita alkuaineita, jotka istutetaan puolijohteen kiderakenteeseen. Vaikka epäpuhtauksista irtuvat elektronit muuttavat puolijohteen sähköisiä ominaisuuksia, kemiallisesti katsottuna seostettu eli ekstrinsiittinen puolijohde on edelleen piitä, sillä sekoitussuhde on yleensä suuruusluokkaa  $1 : 10^6 - 10^8$ . Seostuksella lisätään puolijohteen elektronien tai aukkojen määrää.[6]

Puolijohde, jossa elektronit ovat enemmistövarauksenkuljettajia, on N-tyypin puolijohde. Seosaineesta jää piin kidehilaan ylimääräinen elektroni. Tämä elektroni ei ole osa kiderakenteen kovalenttista sidosta, joten se pääsee liikkumaan helposti materiaalissa. Atomeita, jotka seostetaan N-tyypin puolijohteeseen, kutsutaan donoreiksi. Donorit ovat atomeita, joilla on uloimmalla elektronikuorella 5 elektronia. Donorit muodostavat ylimääräisen energiatason  $E_d$  energiavöiden väliselle alueelle lähelle johtavuusvyötä kuvan 1 mukaisesti. Atomiin lisätty elektroni asettuu johtavuusvyölle ulkoisen energian ylittäessä sen sidosenergian. Samalla donoriatomi muuttuu positiivisesti varautuneeksi ioniksi, joka pyrkii sitomaan elektronin uudelleen itseensä. Mitä vahvempi seostus  $N_d$  on, sitä useampi donori luovuttaa elektronin, jolloin varauksenkuljettajatiheys kasvaa ja resistanssi pienenee [4]. P-tyypin puolijohde syntyy seostamalla piihin atomeita, joiden uloimmalla elektronikuorella on 3 elektronia. P-tyypin puolijohteessa aukot ovat enemmistövarauksenkuljettajia. Seostuksessa alkuaineatomit asettuvat piin kidehilaan, ja kovalenttisesta sidoksesta jää puuttumaan yksi sidoselektroni. Aine pyrkii oktettirakenteeseen, joten se pyrkii nappaamaan läheisen elektronin, jolloin syntyy aukko. P-tyypin puolijohteen seosatomit ovat akseptoreja, joista muodostuu positiivisia ioneita. Kuten kuvassa 1 on havainnollistettu, muodostavat akseptorit energiatason  $E_a$  energiavöiden välille lähelle valenssi-vyötä.[5][6] Aukko on myös varauksenkuljettaja, joten vahvemalla

seostuksella  $N_a$  aukkojen määrä puolijohdteessa lisääntyy ja resistanssi pienenee [4].



Kuva 2: Vasemmalla puhtaan piin (Si) ja galliumarsenidin (GaAs) intrinsiikkinen varauksenkuljettajatiheys  $n_i$  lämpötilan funktiona, oikealla heikosti seostetun piin elektronitiheys lämpötilan funktiona [7]

Kuten jo todettiin, riittävä terminen energia  $k_B T$  vapauttaa elektronin. Tästä nähdään suoraan, että lämpötila vaikuttaa puolijohdteen sähköisiin ominaisuuksiin. Lämpötila vaikuttaa suoraan myös seostetun puolijohdteen Fermi-energiatasoon  $E_f$ . Fermi-energiatason sijainti määrittää sen, kuinka paljon voille mahtuu varauksenkuljettajia. Fermi-energia ilmaisee energiavöiden miehitystodennäköisyyden. Puhtaalla puolijohdteella Fermi-energia on likimain asettunut kielletyn energia-aukon puoliväliin. Tällöin aukkojen todennäköinen määrä valenssiyöllä on yhtä suuri kuin elektronien määrä johtavuusyöllä eli  $n = p$ . Seostetun puolijohdteen lämpötilariippuvuus voidaan jakaa kolmeen osaan. Kuvassa 2 oikealla on esitetty N-tyypin heikosti seostetun piin elektronitiheys lämpötilan funktiona. Varauksenkuljettajatiheydessä on nähtävissä kolme erilaista käyttäytymisaluetta: pysähtymisalue, saturaatioalue ja luontainen alue [7]. Pysähtymisalueella ulkoinen energia on riittämätön ionisoimaan kaikkia seostukseen lisättyjä akseptoreja tai donoreita. Pysähtymisalue alkaa absoluuttisesta nollapisteestä, jolloin varauksenkuljettajatiheys on nolla. Lämpötilan kasvaessa vapaiden elektronien tiheys alkaa kasvaa lineaarisesti. Lämpötilan kohotessa saavutetaan toinen osio, saturaatioalue, jolloin terminen energia on riittävä ja kaikki donorit ja akseptorit ovat ionisoituneet. Lämpötilan kasvaessa riittävästi saavutetaan luontainen alue, jolloin Fermi-energia taso asettuu energia-aukon puoliväliin ja seostettu puolijohde käyttäytyy tämän jälkeen kuin puhdas puolijohde. Puolijohdteen elektronitiheys kasvaa luontaisella alueella voimakkaasti. Lämpötilaraja, jolloin seostettu puolijohde käyttäytyy kuin puhdas puolijohde riippuu seostuksen voimakkuudesta. Luontaisella alueella piin luontainen varauksenkuljettajatiheys  $n_i$  dominoi ja seostuksen vaikutus menetetään. N-tyypin puolijohdteessa intrinsiikkinen varauksenkuljettajatiheys

$n_i \gg N_d - N_a$  ja P-tyypin puolijohteessa  $n_i \gg N_a - N_d$ , jolloin  $n = p = n_i$ . [6] Yhtälö puolijohteen intrinsiikkisille varauksenkuljettajille on

$$n_i = \sqrt[2]{N_c N_v} e^{-E_g/(2k_B T)} \quad (2)$$

missä  $N_c$  on johtavuusvyön efektiivinen tilatiheys,  $N_v$  on valenssivyön efektiivinen tilatiheys,  $E_g$  on energia-aukon leveys. Huoneenlämpötilassa piin intrinsiikkinen varauksenkuljettajatiheys  $n_i \sim 10^{10} \text{cm}^{-3}$ . Lämpötilan laskiessa  $n_i$  pienenee eksponentiaalisesti. [6]

Tämän työn tutkimusosuudessa toimitaan saturaatioalueella. Tällä alueella puolijohteeseen lisätyt seostukset vaikuttavat ja voimme olettaa kaikkien seosatomien olevan ionisoituneita. Saturaatioalueella N-tyypin puolijohteen varauksenkuljettajatiheys noudattaa yhtälöitä

$$n = N_d - N_a \quad (3)$$

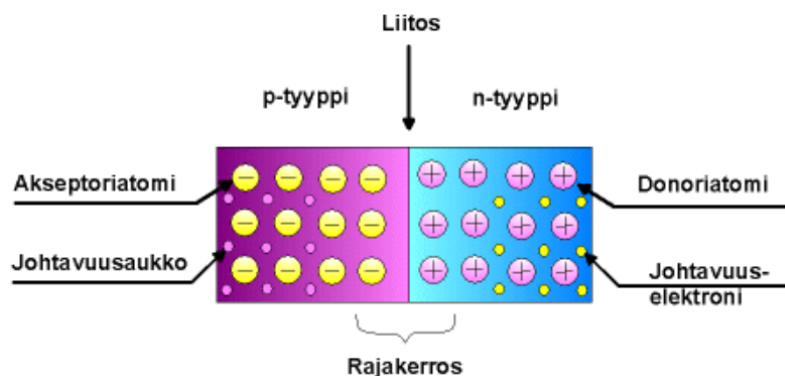
$$p = \frac{n_i^2}{N_d - N_a} \quad (4)$$

Koska donorit ja akseptorit ovat täysin ionisoituneita, on enemmistövarauksenkuljettajatiheys lämpötilasta riippumaton vakio. Vähemmistövarauksenkuljettajatiheys muuttuu intrinsiikkisen varauksenkuljettajatiheyden  $n_i$  lämpötilariippuvuuden mukaisesti, jolla on suora vaikutus Fermi-energiatasoon

$$E_f = E_c - k_B T \ln \left( \frac{N_c}{N_d - N_a} \right) \quad (5)$$

Saturaatioalueen lämpötila-alueen alarajalla Fermi-energiataso on lähellä donoritasoa ja lämpötilan kasvaessa Fermi-taso siirtyy kohti kielletyn energiavälin puoliväliä. P-tyypin puolijohteelle yhtälöt voidaan johtaa vastaavasti, kuin N-tyypin puolijohteelle vaihtaen vain enemmistövarauksenkuljettajien paikkaa yhtälöissä. P-tyypin puolijohteessa Fermi-taso liikkuu akseptoritason ja kielletyn energiavälin puolivälin välisellä alueella. [6]

Yksittäisen puolijohteen käyttökohteet elektroniikassa ovat vähäiset, mutta luomalla komponentteja, joiden rakenne muodostuu P- ja N-tyypin puolijohteiden seostusalueista, saadaan luotua useanlaisia elektronisia sovelluksia. Merkittävin rakenne on PN-liitos. Kuvassa 3 on esitetty PN-liitoksen rakenne. Liitoskohdan läheisyydessä kappale pyrkii tasapainoon, ja N- ja P-tyypin puolijohteiden erimerkkisesti varautuneet enemmistövarauksenkuljettajat vetävät toisiaan puoleensa ja rekombinoituvat. Liitoskohdan läheisyyteen P-tyypin puolijohteen puolelle jää negatiivinen varaus, joka aiheutuu negatiivisesti varautuneista sidoselektroneista. N-tyypin puolijohteeseen syntyy puolestaan positiivinen varaus, joka on aiheutunut positiivisesti varautuneista sidoselektroneista. PN-liitoksen liitosrajapinnan lähelle muodostuu jännite-ero, potentiaalivalli. Potentiaalivalli ei vielä lopeta diffuusiota, vaan muodostunut sähkökenttä aiheuttaa P- ja N-tyypin vähemmistövarauksenkuljettajien siirtymisen liitosrajapinnan toiselle puolelle. Kun tasapainotila on saavutettu, diffuusio ei jatku.



Kuva 3: PN-liitos: liitosrajapintaan muodostuu rajakerros.[5]

Liitosrajapinnan molemmille puolille muodostuu rajakerros eli tyhjennysalue, jossa ei ole N- eikä P-tyyppien puolella vapaita varauksenkuljettajia.[5]

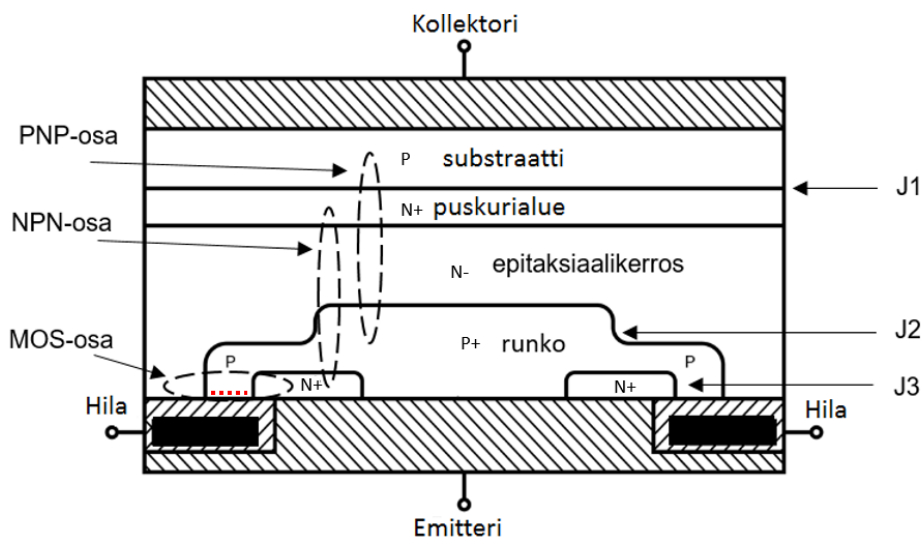
PN-liitos voi olla joko estosuuntainen tai myötäsuuntainen. Estosuunnassa negatiivinen jännite on kytketty P-alueeseen ja positiivinen jännite N-alueeseen. Liitosrajapinnan läheisyyteen muodostuva tyhjennysalue on leveä ja liitos ei päästä lävitseen virtaa. Myötäsuunnassa jännitteen napaisuus on päinvastoin ja tyhjennysalue jää pieneksi, jolloin virta pääsee kulkemaan liitoksen läpi. [5]

## 2.2 IGBT:n rakenne ja toimintaperiaate

IGBT:n toiminta perustuu täysin puolijohdeteknologiaan ja PN-rajapintojen hyödyntämiseen. IGBT:n yleisin käyttötarkoitus on toimia kytkimenä, joka joko johtaa virtaa tai estää virran kulun. Sen kytkeytymistä päälle tai pois ohjataan hila-emitterijännitteellä  $V_{GE}$ . Toimiakseen N-tyyppin IGBT:n kollektorijännitteen täytyy olla positiivisesti biasoitunut suhteessa emitterijännitteeseen, toisin sanoen kollektori-emitterijännitteen  $V_{CE}$  on oltava positiivinen. Tämän työn tutkimusosuuden IGBT voi päästää lävitseen virtaa vain yhteen suuntaan. Virran katsotaan olevan positiivinen, kun se virtaa kollektorilta emitterille. Tätä virtaa kutsutaan kollektorivirraksi  $I_C$ . Jos N-tyyppin IGBT:n yli vaikuttaa liian suuri negatiivinen kollektori-emitterijännite, transistorin sisäiset PN-liitokset voivat kokea läpilyönnin ja puolijohdekomponentti tuhoutuu. P-tyyppin IGBT:llä virran ja jännitteen suunnat ovat päinvastaiset.[3]

IGBT koostuu todellisuudessa useista rinnankytketyistä IGBT-soluista. IGBT-soluista muodostuvasta rakenteesta käytetään tässä työssä nimeä IGBT-siru. Toiminnan ymmärtämiseksi riittää, kun tutkitaan yhden IGBT-solun rakennetta ja toimintaa. N-kanava-IGBT-solun vertikaalinen poikkileikkaus on esitetty kuvassa 4. P-kanava-IGBT:n rakenne on vastaava, mutta N- ja P-alueet ovat toisinpäin. Niimensä mukaan eristehilabipolaaritransistorin hila on eristetty. Eristemateriaalina, hilaoksidina käytetään tavanomaisesti piidioksidia  $SiO_2$ . Hila on materiaaliltaan usein polypiitä.[8] Hilarakenne voidaan tehdä planaarisesti, kuten kuvassa 4 tai trench-gate-tyyppisesti eli pystysuuntaisesti kuten kuvassa 5. Jälkimmäistä käytetään nykyisissä IGBT-rakenteissa. Pystysuuntaisen hilarakenteen etuna on, että IGBT:n lukkiutumis-ilmiö on saatu lähes poistumaan. Lisäksi rakenteeseen muo-

dostunut parasiittinen J-FET-rakenne (*Junction Field Effect Transistor*) on kyetty eliminomaan pystysuuntaisella hilalla. [9] Ymmärtääkseen IGBT:n toiminnan riittää, kun tarkastelee ensin planaarisella hilalla varustettua IGBT:tä ja sen toimintaa.



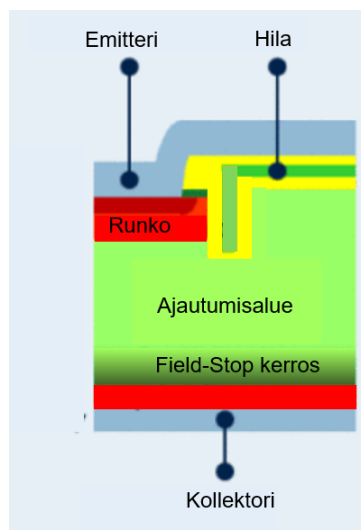
Kuva 4: IGBT:n rakenne, muokattu lähteestä [10].

Kuten kuvassa 4 on havainnollistettu, muodostaa kollektorin puoleinen P-alue IGBT:n substraatin. Aluetta kutsutaan myös injektoitumisalueeksi, sillä positiiviset varauksenkuljettajat eli aukot injektoituvat tältä alueelta. Substraattikerros ja N<sup>+</sup>-puskurikerros muodostavat PN-liitoksen J1. Liitos muodostaa estosuuntaisen rajapinnan, kun kollektori-emitterijännite on negatiivinen. Liitosrajapinta J2 puolestaan muodostaa estosuuntaisen rajapinnan, kun kollektori-emitterijännite on positiivinen.[8]

Substraatin vieressä oleva N<sup>+</sup>-puskurialue ei ole toiminnan kannalta välttämätön osa IGBT:n rakennetta. Ilman puskurialuetta PN-rajapinta muodostuu substraatin ja epitaksiaalikerroksen välille. Sellainen eristehilabipolaaritransistori, josta puuttuu puskurialue, on nimeltään NPT-IGBT (*non-punch-through IGBT*). Puskurialue löytyy PT-IGBT:stä (*punch-through-IGBT*) ja FS-IGBT:stä (*field-stop-IGBT*). Tämän työn kokeellisessa osuudessa keskitytään jälkimmäiseen. FS-IGBT:n ja PT-IGBT:n oleellisin rakenteellinen ero on, että FS-IGBT:n kollektoripuolen P-aluetta ei seosteta voimakkaasti ja siitä tehdään ohut. [11] Puskurikerroksen oikeanlaisella seostamisella ja paksuudella voidaan merkittävästi parantaa IGBT:n toimintaa. Ilman puskurialuetta, rajapintojen J1 ja J2 jännitteen estokyky voidaan saada molempiin jännitteen suuntiin yhtä isoksi. Puskurialueen lisäämisellä negatiivisen kollektorijännitteen estokyky heikkenee merkittävästi ja käytännössä poistuu. [3] Kuitenkin etuna tässä rakenteessa on, että epitaksiaalikerros eli ajautumisalue voidaan valmistaa ohuemmaksi, jolloin saavutetaan pienempi kyllästysjännite. Ajautumisalue määrittää IGBT:n läpilyöntijännitteen.[11]

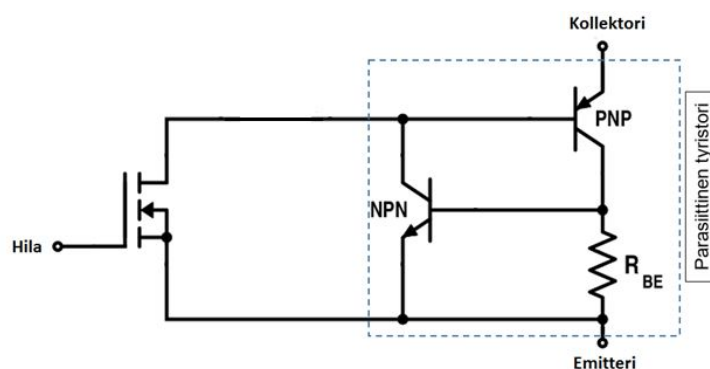
IGBT:n toimintaa on helpoin mallintaa sijaiskytkennän avulla. IGBT:n sijaiskytkentä voidaan muodostaa tutkimalla rakennetta. Kuvaan 4 on merkitty, mistä sijaiskytkennän rakenteelliset osat ovat muodostuneet. Se koostuu MOS-osasta, PNP-





Kuva 5: IGBT:n pystysuuntainen hilarakenne, muokattu lähteestä [12].

transistorista ja NPN-transistorista. Sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 6.[3]



Kuva 6: IGBT:n sijaiskytkentä, muokattu lähteestä [10].

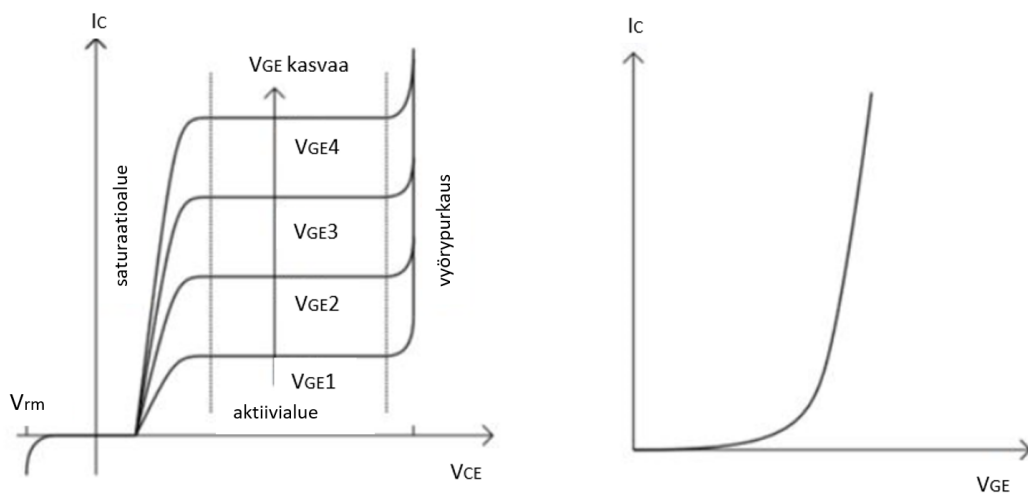
Eristebipolaaritransistorin toiminnan perustana on sen ohjattavuus hilajännitteen  $V_{GE}$  avulla. Eristehilabipolaaritransistori kytketään päälle nostamalla hila-emitterijännite riittävän suureksi, suuruusluokkaan 15 V. Päästääkseen lävitse virtaa N-kanavaisen IGBT:n hila jännite on oltava positiivisesti biasoitunut suhteessa emitterin jännitteeseen. Hilajännitteen ollessa nolla tai pienempi IGBT:n sanotaan olevan ilman ohjausta, jolloin IGBT päästää lävitseen vain hyvin pienen vuotovirran rakenteellisen estosuuntaisen PN-rajapinnan vuoksi. Kuvassa 4 tätä rajapintaa kuvaa liitos J2. Hilajännitteen arvoa, jolloin IGBT alkaa johtaa virtaa, kutsutaan kynnysjännitteeksi  $V_{GE(th)}$ . Kynnysjännitteen ylittyessä aiheuttaa positiivinen hilajännite hila vieressä olevaan P-alueeseen negatiivisen varauksen. Alue, johon varaus muodostuu on kuvassa 4 merkitty MOS-osaksi. Tähän osaan P-aluetta muodostuu johtava kanava, jota kutsutaan myös inversiokerrokseksi. Estosuuntaisen PN-rajapinnan poistuessa IGBT:n MOS-osa alkaa johtaa. MOS-osan läpi kulkee elektroneja. Elektronien liike saa aikaan virran PNP-transistorin kannalle N, jolloin PNP-transistorin läpi alkaa kulkea myös aukkojen liikkeestä aiheutuvaa virtaa. IGBT:n läpi kulkeva



kollektorivirta koostuu MOS- ja PNP-osan virrasta.[3][8]

Kuvan 7 vasemman puoleisesta kuvaajasta nähdään IGBT:n toimintatilat. Kuvasta huomataan, että IGBT:n läpi ei kulje virtaa ennen kuin jännite  $V_{CE}$  on riittävän suuri. Jännitettä, jolloin IGBT:n läpi alkaa kulkea virta kutsutaan kollektori-emitterijännitteen kynnysjännitteeksi  $V_{CE(th)}$ . Tämän pisteen jälkeen virran nousu on jyrkkää ja tasaista. Tätä tilaa kutsutaan IGBT:n saturaatioalueeksi. Nyt termillä tarkoitetaan kollektori-emitterijännitekäyrän aluetta, eikä sitä tule sekoittaa kappaleessa 2.1 esitettyyn elektronitiheyden saturaatioalueeseen, joka on riippuvainen termisestä energiasta. Kollektori-emitterijännitteen saturaatioalue on toimintatila, jolla IGBT:n olisi tarkoitus toimia. Kun kollektorivirta ei enää kasva  $V_{CE}$ :n funktiona ja  $V_{CE}$ :n nostosta huolimatta virta on tasaantunut, ollaan aktiivialueella. Aktiivialueella häviöt kasvavat suuriksi ja tällä alueella IGBT:n ei normaalisti ole tarkoitus toimia. Toimiminen tällä alueella johtaisi suurten tehohäviöiden myötä lämpenemiseen ja lopulta tuhoutumiseen. IGBT:n kytkemisstilanteissa käydään pikaisesti aktiivialueella. Aika jää niin lyhyeksi, että suuremmat tehohäviöt eivät ehdi lämmittämään IGBT:tä merkittävästi. Hila-emitterijännite määrittää saturaatio- ja aktiivialueen rajan. Hila-emitterijännitteen suuruudella on vaikutus kollektorivirran arvoon. Suuremmalla hilajännitteellä hilan muodostama kanava on suurempi, jolloin IGBT:llä on mahdollista ajaa läpi suurempaa kollektorivirtaa. Kollektorivirran ja hilajännitteen suhdetta on havainnollistettu kuvan 7 oikeanpuoleisessa kuvaajassa.[3][8]

Kuvan 7 vasemmanpuoleisissa kuvaajassa on nähtävissä myös alue, jota kutsutaan vyörypurkausalueeksi. Jos IGBT ajautuu tälle alueelle sen yli olevat häviöt kasvavat merkittävästi ja se kokee läpilyönnin. Läpilyönti johtuu ajautumisalueen ja runkoalueen välisen liitoksen vyöryläpilyönnistä, kuvassa 4 rajapinta on nimetty J2. Ajautuessaan tälle alueelle IGBT tuhoutuu.[3]



Kuva 7: IGBT:n virta-jännite-riippuvuudet, muokattu lähteestä [3].

IGBT kytketään pois päältä ohjaamalla hila-emitterijännite alas. Johtavan kanavan poistuessa, MOS-osan läpi kulkevien elektronien liike pysähtyy välittömästi. Kun MOS-osa ei enää johda ei myöskään PNP-transistorin kannalle kulje virtaa ja transistorin läpi ei enää kulje virtaa. N-alueeseen jää kuitenkin vapaana olevia varauk-

senkuljettajia, joiden rekombinoituminen vie hetken. Tämä nähdään kollektorivirran käyrämuodossa häntävirtana. [3] IGBT:n syttytyksen ja sammutuksen käyrämuodot käydään tarkemmin läpi kappaleessa 2.5.

IGBT:n toiminta perustuu täysin sen ohjattavuuteen hila-emitterijännitteellä. IGBT:n rakenteesta johtuen sille muodostuu myös ei toivottu NPN-transistori. Jos NPN-transistorin läpi alkaa kulkea virtaa, ei kollektorivirtaa kyetä enää katkaista hila-emitterijännitteellä. Ilmiötä kutsutaan lukkiutumiseksi. Lukkiutuminen johtaa aina IGBT:n tuhoutumiseen, ellei virtaa katkaista riittävän ajoissa ulkoisesti, esimerkiksi sulakkeella. Syy NPN-transistorin syttymiseen löytyy IGBT:n rakenteesta, johon muodostuu tyristoria vastaava kytkentä.[3] Kytkentää kutsutaan parasiittiseksi tyristoriksi. Kuvaan 6 alue on merkitty katkoviivalla. Kuten sijaiskytkennästä nähdään, asettuu vastus  $R_{BE}$  NPN-transistorin kannan N ja emitterin väliin. Tämä vastus muodostuu runkoalueen resistanssista. Jos runkoalueen resistanssin läpi kulkee riittävästi aukkojen liikkeestä aiheutuvaa virtaa, sen yli syntyy myös jännite. Jännitteen ollessa riittävän suuri, NPN-transistori syttyy.  $R_{BE}$ :n arvolla voidaan siis merkittävästi vaikuttaa NPN-transistorin syttymiseen. Jotta lukkiutumisilmiöltä vältyttäisiin, on  $R_{BE}$ :n arvoa saatu pienennettyä seostamalla emitterin läheisyydessä N-alueiden väliin jäävä P-alue voimakkaasti seostetuksi  $P^{++}$  -alueeksi. Kuten aiemmin mainittiin, nykyaikaisissa IGBT-rakenteissa käytetään pystysuuntaista hilarakennetta. Lukkiutuminen on saatu tällä rakenteella käytännössä poistumaan. Pystysuuntaisella hilalla on runkoalueen pituus lyhentynyt merkittävästi, mikä on vaikuttanut runkoalueen resistanssin pienentymiseen.[9]

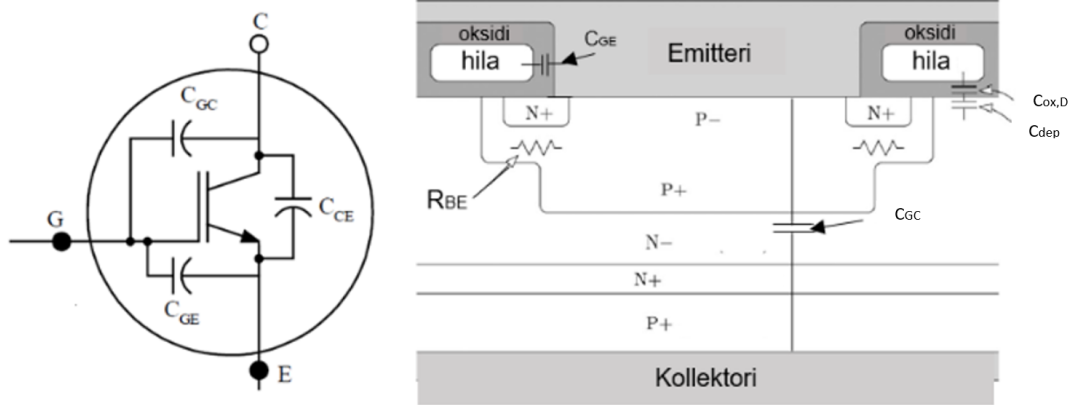
## 2.3 Sisäiset kapasitanssit

IGBT:n rakenteesta johtuen sille muodostuu sisäisiä kapasitansseja. Kuvan 8 sijaiskytkennästä nähdään, miten kapasitanssit muodostuvat jokaisen terminaalien väliin. Hila-emitterikapasitanssi  $C_{GE}$ , lyhyesti hilakapasitanssi, muodostuu hilan ja emitterimetallonnin väliin.  $C_{GE}$  on riippumaton kollektori-emitterijännitteestä ja sen voidaan ajatella olevan likimain vakio. Kollektorin ja emitterin välille muodostuu kapasitanssi  $C_{CE}$  aiheutuen liitoskapasitanssista  $N^-$ -ajautumisalueen ja P-injektoimisalueen välillä. Kapasitanssi  $C_{CE}$  on riippuvainen läpilyöntijännitteestä ja kollektori-emitterijännitteestä. Myös hilan ja kollektorin väliin muodostuva kapasitanssi  $C_{GC}$  on vahvasti riippuvainen jännitteestä  $V_{CE}$ . [13] Alle 100 V kollektori-emitterijännitteellä  $C_{GC}$  ja  $C_{CE}$  ovat likimain kääntäen verrannollisia jännitteen neliöjuureen. Tätä korkeammilla jännitteillä  $C_{GC}$  ja  $C_{CE}$  lähestyvät vakioita. Kollektorijännitteen alittaessa hilajännitteen kasvaa  $C_{GC}$ :n arvo moninkertaiseksi.[11]

Hila-kollektorikapasitanssista käytetään myös nimeä Miller-kapasitanssi tai käänteinen siirtokapasitanssi (*reverse transfer capacitance*). Miller-kapasitanssi  $C_{GC}$  muodostuu kahdesta sarjassa olevasta kapasitanssista  $C_{ox,D}$  ja  $C_{dep}$ .

$$C_{GC}^{-1} = C_{ox,D}^{-1} + C_{dep}^{-1} \quad (6)$$

Hilan ja  $N^-$ -alueen väliin muodostuva  $C_{ox,D}$  on vakiokapasitanssi. Kollektori-emitterijännitteestä riippuva osa  $C_{dep}$  muodostuu fyysisesti  $N^-$ -alueelle, mutta sen



Kuva 8: IGBT:n kapasitanssit, muokattu lähteistä [14] [2].

arvo vaihtelee riippuen alueelle muodostuneen tyhjennysalueen mukaan. Kun transistori ohjataan päälle ja  $V_{CE}$  transistorin yli pienenee, kasvaa Miller-kapasitanssin arvo voimakkaasti. Miller-kapasitanssi vaikuttaa merkittävästi IGBT:n toimintaan sytytyksen ja sammutuksen aikana.[13]

IGBT-moduulien datalehdissä ilmoitetaan yleensä sisäinen kapasitanssi  $C_{ies}$  ja ulkoinen kapasitanssi  $C_{oes}$  sekä Miller-kapasitanssi (käänteinen siirtokapasitanssi)  $C_{res}$ . Arvot ilmoitetaan transistorin ollessa poiskytkettynä. Datalehtiarvojen vastaavuudet kuvan 8 kapasitansseihin saadaan yhtälöistä [13]:

$$C_{ies} = C_{GE} + C_{GC} \quad (7)$$

$$C_{oes} = C_{GC} + C_{CE} \quad (8)$$

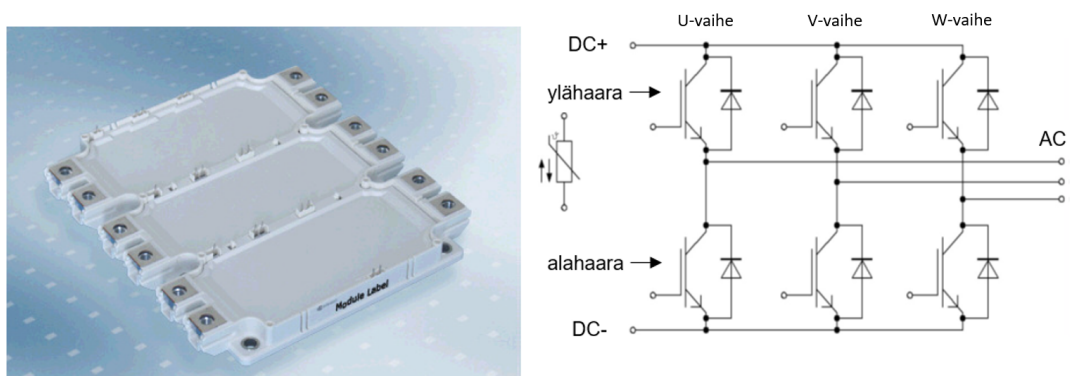
$$C_{res} = C_{GC} \quad (9)$$

Tavallisesti valmistajan ilmoittamat datalehtiarvot on annettu niin, että  $V_{GE} = 0$  ja  $V_{CE}$  on joko vakio tai muuttuja. Kapasitanssit  $C_{GC}$  ja  $C_{GE}$  vaikuttavat IGBT:n ohjaukseen ja laskelmissa epälineaaristen kapasitanssien käyttö on haastavaa. Datalehdissä annetaan siksi usein myös IGBT:n ohjaukseen tarvittava kokonaishilavaraus, joka ottaa huomioon ohjauksen aikaisen kapasitanssien muutoksen. Tieto saatetaan antaa myös käyrämuodossa hilajännitteen funktiona.[11]

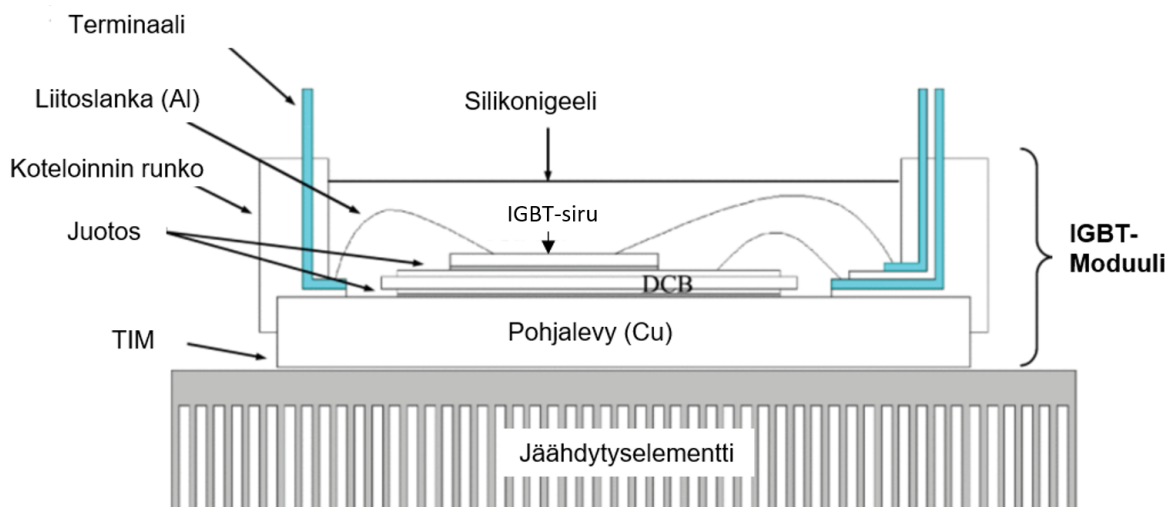
## 2.4 IGBT-moduulin rakenne

Tämän työn kannalta on oleellista ymmärtää myös IGBT-moduulin rakenne. Tässä työssä tutkimuksen kohteena on kuvassa 9 esitetty erään valmistajan Econopack-IGBT-moduuli. Econopack-moduuleja valmistavat muun muassa Infineon, Fuji ja Semikron. Tutkimusosuuden IGBT-moduulin kollektori-emitterijännite on 1700 V ja nimellinen kollektorivirta 500 A. Kuvassa 9 on esitetty myös moduulin piirikaavio.

IGBT-moduuli koostuu kolmesta vaiheesta, joista kullakin on ylähaara ja alahaara. Selkeyden vuoksi vaiheet on nimetty U-, V- ja W-vaiheeksi. Jokaisen IGBT:n rinnalla on diodi (FWD, *Free Wheeling Diode*). IGBT-moduulin läpi ajettu virta jakautuu kolmeen vaiheeseen. Datalehdessä ilmoitettu nimellisvirta on ilmoitettu yhtä vaihetta kohden.[15] Tässä työssä tutkittavassa invertterimoduulissa yksi IGBT-moduuli on aina yhtä vaihetta kohden, joten yhden IGBT-moduulin AC-puolen terminaalit on kytketty yhteen erillisen kiskon avulla. Piirikaaviota voidaan näin ollen yksinkertaistaa niin, että IGBT-moduulissa olisi vain yksi vaihe.



Kuva 9: Econopack-moduulin ulkoinen rakenne ja piirikaavio [15].



Kuva 10: IGBT-moduulin rakenne [12].

IGBT-moduulin sisäinen rakenne on esitetty kuvassa 10. IGBT-moduulin ympärille on rakennettu kuori muovista, joka suojaa moduulia muun muassa lialta. IGBT-moduuli sijoitetaan jäähdytyslementin päälle, jonka tarkoitus on huolehtia moduulin viilentämisestä. Pohjalevyn ja jäähdytyslementin välissä on lämmönsiirtomateriaali eli TIM (*Thermal Interface Material*). Lämmönsiirtomateriaalia käytetään tasaamaan pohjalevyn ja jäähdytyslementin epätasaisuuden aiheuttamat raot ja mahdollistamaan lämmön mahdollisimman tasainen siirtymä. TIM:inä käytetään

usein lämmönsiirtorasvaa tai grafiittikalvoja. Tässä työssä on tarkoitus käyttää HALA-lämmönsiirtorasvaa. TIM:in lämmönjohtavuus on metalliin verrattuna vain prosentoin luokkaa, siksi sitä levitetään vain hyvin ohut kerros IGBT-moduulin pohjalevyn pinnalle.[11] Pohjalevy antaa IGBT-moduulille mekaanista tukea, mutta sen täytyy myös kyetä siirtämään IGBT-moduulin sisäinen lämpö jäähdytyslementille, joten sen lämmönsiirtokyky  $\lambda$  on oltava vähintään 150 W/(Km). Pohjalevyn tiheyden  $\rho$  on oltava pieni, jotta IGBT-moduulin painoa saadaan pienemmäksi. Pohjalevyn materiaali on usein tehty metalli-matriisikomposiiteista kuten 37 % alumiinia/76 % piikarbidia tai 60 % kuparia/40 % hiiltä.[16]

Pohjalevyn päällä on keraaminen, eristävä substraattikerros, joka on pinnoitettu molemmiin puolin. Substraattikerroksen tehtävänä on eristää pohjalevy ja jäähdytyslementti kollektorin potentiaalista. Yleisimmin käytössä oleva substraatin päällystysmenetelmä on DCB (*Direct Bonded Copper*). Se koostuu kolmesta kerroksesta: kahdesta kuparilevystä ja niiden välissä olevasta eristekerroksesta. Alin kuparikerros on juotettu kiinni pohjalevyyn ja se siirtää lämpöä pois IGBT-sirulta. Joissakin IGBT-moduulirakenteissa pohjalevyä ei ole ja alin substraatin kuparilevy asetetaan suoraan kiinni jäähdytyslementtiin. Tässä työssä keskitytään vain pohjalevylliseen rakenteeseen. Ylemmältä kuparipinnasta on poistettu osa kuparikerroksesta ja muodostettu virtapiirin tarvitsema kuviointi. Kuparikuvioinnin päälle juotetaan kiinni puolijohdepalat.[16] Kuparipintojen välissä on eristävä kerros, joka on usein materiaaliltaan alumiinioksidia  $Al_2O_3$ . DCB-menetelmällä eristemateriaalina voidaan käyttää myös alumiininitridiä  $AlN$ . On olemassa myös toinen substraatin päällystysmenetelmä: AMB (*Active Metal Brazing*). Tätä menetelmää voidaan käyttää, jos substraattimateriaalina on piinitridiä  $Si_3N_4$  tai alumiininitridiä  $AlN$ . [11] Alumiinioksidi on suosituin materiaali sen edullisuuden vuoksi. Kuitenkin sen lämmönsiirtokyky on riittämätön suuritehoisiin sovelluksiin ja alumiinioksidin ja piin lämpölaajenemiskertoimet poikkeavat toisistaan merkittävästi. Alumiininitridin hinta on nelinkertainen verrattuna alumiinioksidiin. Toisaalta sillä on kuusi kertaa parempi lämmönjohtavuus ja sen lämpölaajenemiskerroin on lähempänä piin lämpölaajenemiskerrointa. Siksi se soveltuukin paremmin suuritehoisiin sovelluksiin. Piinitridin hinta on kaksinkertainen verrattuna alumiinioksidiin. Sen lämpölaajenemiskerroin on hyvin lähellä piin lämpölaajenemiskerrointa ja sen lämmönsiirtokyky on hyvä. Se soveltuu kuitenkin parhaiten pohjalevyttömiin moduuleihin. Alumiinioksidin huonompaa lämmönjohtavuutta yritetään kompensoida käyttämällä mahdollisimman ohutta kerrospaksuutta, kuitenkin niin, että paksuus on riittävä vaadittuun jännitekestoisuuteen [11].

Substraatti juotetaan kiinni molemmilta puolilta. Juotosmateriaalina käytetään tavanomaisesti tina-hopeametalliseosta. Aiemmin seos saattoi sisältää myös lyijyä, mutta sen käyttö on vähentynyt, sillä EU kielsi lyijypohjaisen juotostinan käytön vuonna 2006. Juotosmateriaalin sulamislämpötilan olisi hyvä olla mahdollisimman pieni, jotta lämmön aiheuttama rasitus, joka johtuu piin ja metallien toisistaan poikkeavista lämpölaajenemiskertoimista, pystyttäisiin minimoimaan. Kuitenkin IGBT-moduulin lämpötilaraja on tavallisesti 150 °C. Jotta välttyttäisi juotoksen sulamiselta ja irtoamiselta piirin normaalin toiminnan aikana, juotosmateriaalin sulamispisteen täytyy olla vähintään 160 °C. Useamman metallin seoksella saadaan juotosmateriaa-

Taulukko 2: IGBT-moduulin materiaalien ominaisuudet[16]

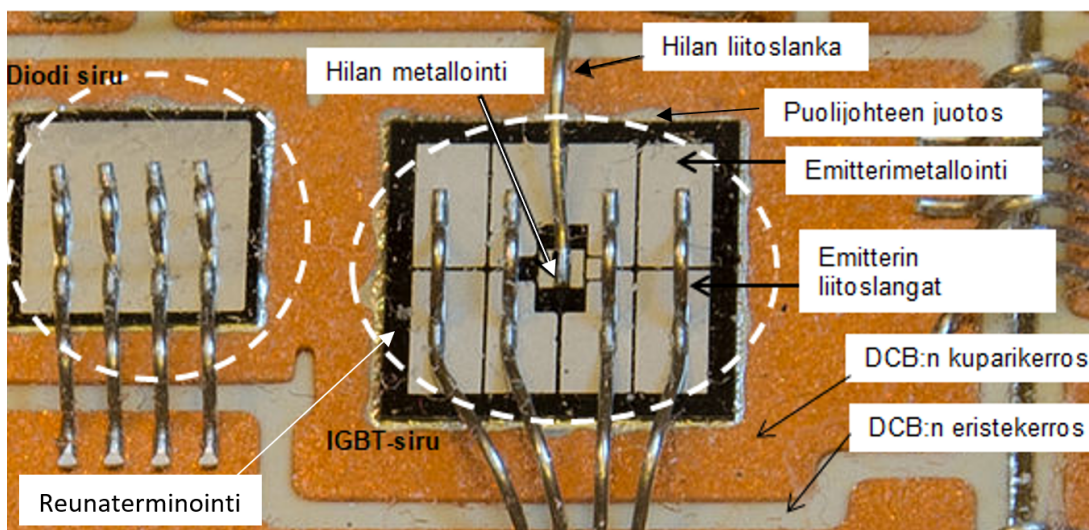
Materiaali	$\lambda(\text{W}/(\text{Km}))$	$C_t(\text{J}/(\text{kgK}))$	$\rho(\text{kg}/\text{m}^3)$	CTE( $10^{-6}/\text{K}$ )
<b>Pohjalevyn materiaalit</b>				
37% Al/ 63% SiC	175	740	4000	7.9
60% Cu/40% C	300	420	6100	8.5
<b>Pii/Metallointi</b>				
Si	146	750	2330	2.5
Al	220	880	2700	24
Cu	400	380	8850	17
<b>Juotos</b>				
29.5%Pb/ 5%Sn/ 2.5%Ag	35	129	11300	29 (mukautuva)
96.5%Sn/ 3.5%Ag	33	200	7360	30 (mukautuva)
<b>Eristeet</b>				
Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	24	765	4000	6.0
AlN	170	750	3300	4.5
Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>	60	800	3290	3.3

lille kiinteä sulamispiste. [16] Esimerkiksi Tina-hopean *SnAg* sulamispiste on 221 °C [7].

IGBT-moduulin sisäiset sähköiset liitokset muodostetaan liitoslankojen avulla. Substraattikerroksen ylempi kuparilevy on liitoslangalla yhdistetty kollektoriterminaaliin. Terminaalin kautta ohjataan IGBT-sirulle kollektorivirta, joka IGBT-moduulin sisällä reititetään liitoslangoilla. IGBT-sirun eli puolijohdepalan päällä on alumiinimetallointi emitterin ja hilan päällä. Metalloinnin rakenteen puolijohteen pinnalla näkee parhaiten kuvasta 11, jossa on esitetty näkymä IGBT-moduulin kannen alta. Kuva havainnollistaa hyvin liitoslankojen asettumista IGBT-moduulin sisällä. Kuvassa näkyy kaksi erikokoista sirua. Niistä suurempi on IGBT-siru ja pienempi on sen rinnalle kytketty diodisiru. IGBT-moduulin sisäinen rakenne koostuu useista IGBT- ja diodisiruista, jotka on kytketty sarjaan ja rinnan liitoslankojen avulla niin, että ne vastaavat kuvan 9 sijaiskytkentää. Myös emitteri ja hila on kytketty omiin terminaaleihinsa liitoslankojen avulla.[9] Liitoslangat ovat materiaaliltaan alumiinia ja ne on kiinnitetty ultraäänihitsauksella [17]. Usein IGBT-moduulissa on kuvassa 11 näkymän päälle lisätty vielä esimerkiksi silikonista valmistettua geeliä. Geelin tarkoitus on lisätä läpilyöntilujuutta.[13]

Taulukossa 2 on esitetty IGBT-moduulin materiaalien oleelliset fyysiset ominaisuudet. Lämmönsiirtokyky  $\lambda$  ilmaisee materiaalin kyvyn siirtää lämpöä pois moduulista. Ominaislämpökapasiteetti  $C_t$  ilmaisee materiaalille ominaisen kyvyn varastoida lämpöä. Tiheys  $\rho$  on merkittävä ominaisuus, sillä tiheys vaikuttaa suoraan moduulin painoon. Lämpölaajenemiskerroin CTE (*Coefficient of Thermal Expansion*) kertoo miten materiaali laajenee lämmitessään. IGBT-moduulin normaalin käytön aikana lämpötilan vaihtelut voivat olla isoja, joten IGBT-moduulin rakenneosien materiaalien lämpölaajenemiskertoimien olisi hyvä olla lähellä toisiaan.[16]





Kuva 11: IGBT- ja diodisiru sekä päältä päin nähtävät rakennekerrokset [18].

## 2.5 IGBT:n sytytys ja sammutus

Tässä työssä tutkitaan IGBT:n päällekytkennän eli sytytyksen ja poiskytkennän eli sammutuksen viivettä ja kytkeytymisaikaa. Kytkeytymisaika-termit aiheuttavat usein hämmennystä ja väärintulkintoja. Termistön käytöstä on poikkeamia jopa IGBT-valmistajien välillä, joten tässä kappaleessa käydään läpi termistö, jota tässä työssä käytettävillä ilmaisuilla tarkoitetaan. Tässä kappaleessa käydään läpi myös syttymisen ja sammumisen käyrämuodot, jotta saadaan käsitys viiveeseen ja kytkentäaikaan vaikuttavista tekijöistä.

### 2.5.1 Standardin mukainen määritelmä

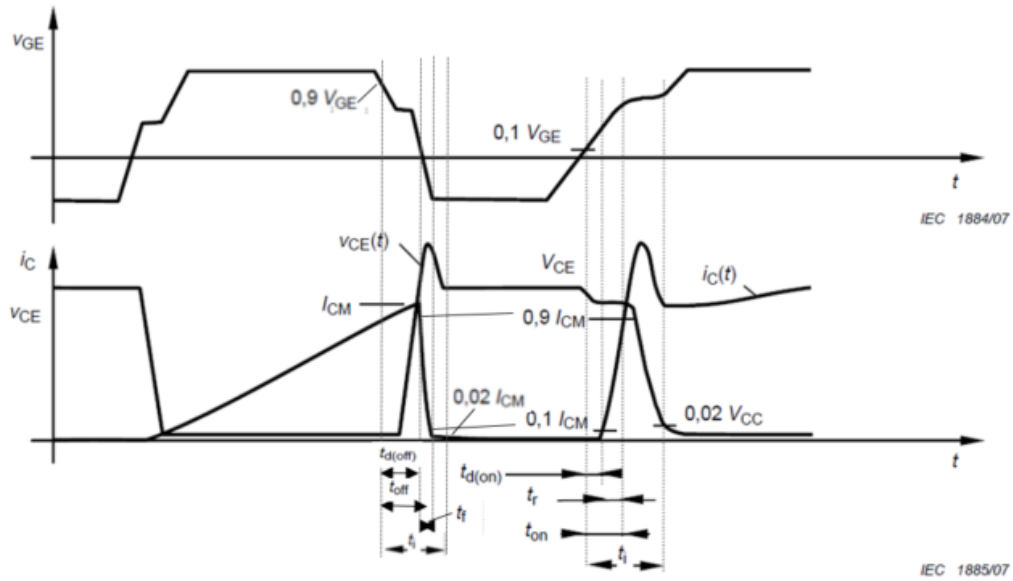
Virallinen määritelmä kytkentäajoille tulee standardista IEC 60747-9: *Semiconductor devices – Discrete devices – Part 9: Insulated-gate bipolar transistors (IGBTs)*. Kuvassa 12 on esitetty standardin mukaisella kytkennällä saadut tyypilliset  $V_{GE}$ :n,  $I_C$ :n,  $V_{CE}$ :n käyrämuodot. [19]

Syttymisviive  $t_{d(on)}$  on aikaintervalli alkaen siitä, kun  $V_{GE}$  nousee ja loppuen siihen, kun kollektorivirta alkaa nousta. Yleensä aika mitataan pisteistä, jotka vastaavat 10 % pulssien amplitudista. Nousuaika  $t_r$  on aikaintervalli, jossa virta kasvaa alkaen sille määritellystä alarajasta ja loppuen virralle määritettyyn ylärajaan. Tavallisesti alarajana käytetään 10 % ja ylärajana 90 % pulssin amplitudista. Syttymisajan  $t_{on}$  määritellään olevan syttymisviiveen ja nousuajan summa. [19]

Sammutusviive  $t_{d(off)}$  on aikaintervalli alkaen siitä, kun  $V_{GE}$  laskee ja loppuen siihen, kun kollektorivirta alkaa laskea. Yleensä aika mitataan pisteistä, jotka vastaavat 90 % pulssien amplitudista. Laskuaika  $t_f$  on aikaintervalli, jossa virta laskee alkaen sille määritellyssä ylärajasta ja loppuen virralle määritettyyn alarajaan. Tavallisesti ylärajana käytetään 90 % ja alarajana 10 % pulssin amplitudista. Syttymisajan  $t_{off}$  määritellään olevan poiskytkentäviiveen ja laskuajan summa. [19]

Sammutuksessa virtaa havaitaan vielä sen jälkeen, kun jännite  $V_{GE}$  on ohjattu pois

päältä. Tätä virtaa kutsutaan häntävirraksi ja se johtuu ajautumisalueella olevista vapaista varauksenkuljettajista. Virta katoaa, kun vapaat varauksenkuljettajat ovat rekombinoituneet. [3]



Kuva 12: IGBT:n sytytyksen ja sammutuksen käyrämuodot [19].

### 2.5.2 IGBT:n kytkentäkäyttäytymisen käyrämuodot

Kuten jo aiemmin on tullut ilmi, hilajännite on IGBT:n ohjauksen perusta. Nostamalla hilajännite riittävän suureksi IGBT kytkeytyy päälle ja ohjaamalla hilajännite riittävän pieneksi IGBT kytkeytyy pois päältä. Kytkentähetkellä hilajännitteen muutoksen on oltava mahdollisimman nopea, jotta kytkentähäviöt pysyvät pieninä ja kytkentäaika on mahdollisimman lyhyt. Käytännössä kytkennän nopeutta täytyy kuitenkin rajoittaa, jotta häiriöt pysyvät standardien mukaisissa rajoissa. Hilajännitteen muuttamiseen arvosta toiseen tarvitaan hetkellisesti riittävä virta. Käytetty hilavastus määrää tarvittavan virran huippuarvon.[11]

Tarkastellaan ensin tarkemmin hilajännitteen, hilavirran ja kollektori-emitterijännitteen käyttäytymistä sammutuksen aikana. Lähtötilanteessa hilajännitteen arvo on  $v_{gon}$ , virran arvo on  $I_{con}$  ja jännite IGBT:n yli on  $v_{con}$ . Hetkellä  $t = 0$  hilan ohjaus liipaistaan arvoon  $v_{goff}$ . Tarkastellaan kuvan 13 aikajaksoa  $t = 0 - t_1$ . Hilakapasitanssin purkautuessa hilavastuksen  $R_g$  kautta alkaa hilajännite laskea eksponentiaalisesti kohti arvoa  $v_{gp}$  ja hilavirta  $i_g$  alkaa kulkea vastuksen läpi. Kollektorivirta  $I_c$  ja IGBT:n yli oleva kollektori-emitterijännite  $V_{CE}$  pysyvät vielä muuttumattomina.[20]

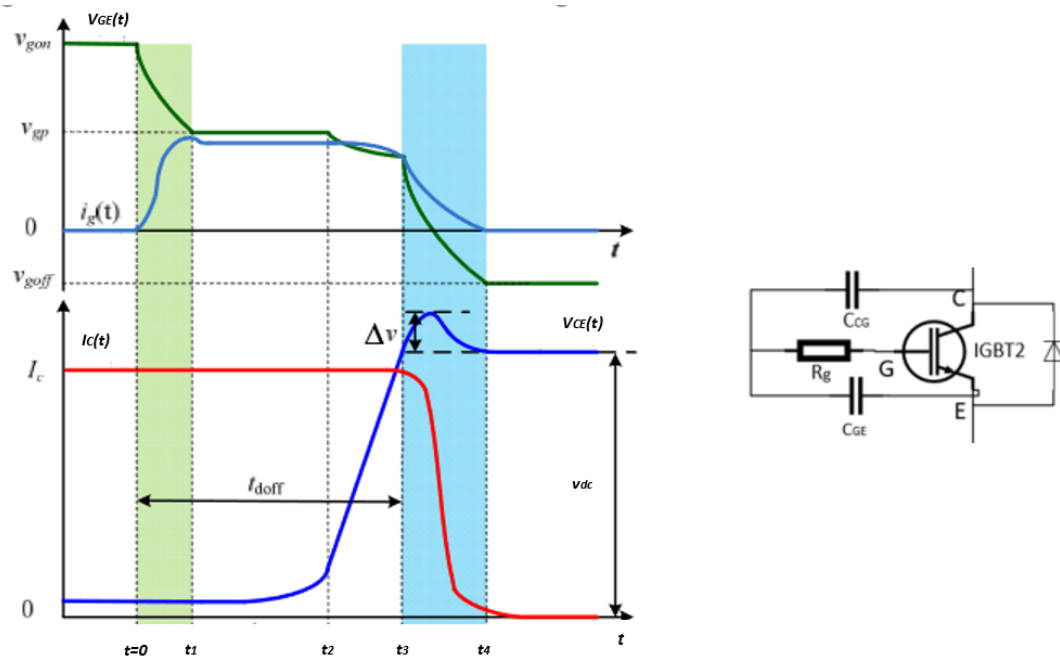
Aikajaksolla  $t = t_1 - t_3$  epitaksiaalikerroksen tyhjennysalue alkaa muodostua.  $V_{CE}$ :n arvo alkaa nousta samalla, kun kollektorivirta purkaa tyhjennysalueen kapasitanssia. Aikajakson alussa  $V_{CE}$ :n arvo on vielä pieni, sillä hilajännite pysyy vakiona arvossa  $v_{gp}$  ajanhetkeen  $t_2$  asti. Hilajännitteen ja hilavirran pysähtymistä vakioarvoon tietyn aikajakson ajaksi nimitetään Miller-tasanteeksi. Ilmiö johtuu siitä, että



hilavirran  $i_g$  purkauskyyky on rajallinen ja sitä rajoittaa suuri Miller-kapasitanssi.[20] Hilavirran arvoon vaikuttaa hila-resistanssin lisäksi myös kollektorivirran suuruus. Virran ollessa suurempi on hila-emitterijännitteen Miller-tasanne asettunut korkeampaan arvoon. Hilavirta noudattaa yhtälöä:

$$i_g = \frac{v_{off} - v_{gp}}{R_g} \quad (10)$$

missä  $v_{off}$  on hilaohjaimen negatiivinen jännite, eli tavoitejännite, jolla hilajännite ohjataan pois päältä. Jos hilajännite Miller-tasanteella on korkeampi, hilavirran arvo on poiskytkennän aikana suurempi. Suuremmalla hilavirralla kapasitanssien purkautuminen on nopeampaa. Yhtälöstä nähdään, että hilavirran suuruuteen  $i_g$  vaikuttaa hilaohjaimen ja Miller-tason välinen jännite, joista jälkimmäinen on riippuvainen kollektorivirran suuruudesta. Kollektorivirran kasvaessa IGBT:n sammutusviive lyhenee. Myös välipiirin jännite vaikuttaa kytkentäkäyttäytymiseen, pidentäen Miller-tasanteen kestoä, ja siten kasvattaen kytkentäaikaä sekä sytytyksessä että sammutuksessa.[21]



Kuva 13: IGBT:n sammutuksen käyrämuodot [20].

Kun tyhjennysalue jatkaa laajenemistaan jännite  $V_{CE}$  kasvaa nopeasti aikavälillä  $t = t_2 - t_3$ . Tämän seurauksena Miller-kapasitanssi pienenee nopeasti, jolloin se ei pysty hallitsemaan hilavirran  $i_g$  purkauskyykyä. Tämä nähdään pienenä laskuna hilavirrassa ja hilajännitteessä.[20]

Tutkitaan aikajaksoa  $t = t_3 - t_4$ . Ajanhetkellä  $t_3$  kollektorijännite on yhtä suuri, kuin IGBT-moduulin yli oleva DC-jännite  $v_{dc}$ . Ajanhetken  $t_3$  jälkeen tyhjennysalue ei enää laajene, eikä voi enää vaikuttaa kollektorivirtaan  $I_c$  ja se pienenee nopeasti. Piirissä on myös hajainduktanssia (parasitic inductance), jonka yli kollektorivirran

muutos indusoi jännitteen  $\Delta v$ , joka näkyy hetkellisenä DC-jännitteen ylittymisenä. Aikajaksolla  $t = t_3 - t_4$  kapasitanssit  $C_{GE}$  ja  $C_{GC}$  jatkavat purkautumista yhtä aikaa, jolloin hilavirta  $i_g$  laskee kohti nollaa ja hilajännite  $V_{GE}$  lähestyy tavoiteltua jännitetasoa  $v_{off}$ . Kun hilajännite on pienempi kuin IGBT:n kynnyksjännite, IGBT:n inversioerros katoaa. Tyhjennysalueelle jääneet ylimääräiset varauksenkuljettajat katoavat varauksenkuljettajien rekombioituessa, joka havaitaan kollektorivirran häntävirtana.[20]

IGBT:n käyttäytyminen sytytyksen aikana nojaa samoihin tekijöihin kuin sammutuksessa, joten sitä ei käydä läpi yhtä yksityiskohtaisesti. Tarkastellaan kuvan 12 sytytystä. Kun hila ohjataan päälle hilajännitteen taso alkaa hitaasti nousta. Samalla hilavirta alkaa kulkea hilavastuksen läpi ja ladata kapasitansseja  $C_{GC}$  ja  $C_{GE}$ . Kuvassa syttymisviiveen  $t_{d(on)}$  aikana  $V_{CE}$  laskee hieman, tämä johtuu kynnyksjännitteen ylittymisestä, jolloin IGBT:n läpi alkaa kulkea kollektorivirtaa ja tyhjennysalue alkaa kaveta. Kollektorivirta kasvaa hilajännitteen funktiona. Kun kollektorivirta on kasvanut riittävästi alkaa kollektori-emitterijännite pienentyä voimakkaasti. Samaan aikaan hilavirta ja hilajännite pysyvät vakiona, eli niissä näkyy Miller-tasanne, jolloin Miller-kapasitanssi  $C_{GC}$  latautuu. Kollektorivirrassa havaitaan hetkellinen piikki, joka on suurempi kuin lopullinen kollektorivirran arvo. Virran piikki johtuu IGBT:n rinnalla olevan diodin takavirrasta. Miller-kapasitanssin latauduttua hilajännite pääsee vihdoin nousemaan lopulliseen arvoonsa ja samalla hilavirta hiipuu pois.[3][8]

Kollektorivirta vaikuttaa sytytyksen aikana viiveeseen päin vastoin kuin sammutuksessa. Suurempi kollektorivirta nostaa myös Miller-tasanteen jännitetasoa. Vaihtamalla yhtälöön (10) hilaohjaimen jännitteeksi positiivinen  $v_{on}$ , huomataan, että  $v_{gp}$ :n ollessa korkeampi, hilajännitteen ja hilaohjaimen jännite-ero on lähempänä toisiaan. Tämä luonnollisesti vaikuttaa hilavirran arvoon. Pienempi hilavirta lataa hitaammin kapasitansseja. Sytytysviive on sitä pidempi mitä suurempi on kollektorivirran arvo.[21]

### 3 IGBT:n lämpötilan mittaaminen, termomekaanisen rasituksen aiheuttama ikääntyminen ja vikaantuminen

Tehoelektroniikan luotettavuus on keskeinen asia kun puolijohteita suunnitellaan. Päämäärä on, että laitteiden elinikä on pidempi kuin laskelmien perusteella saatu tulos. IGBT-moduulin vikaantuminen voidaan jakaa yhtäkkisiin vikoihin ja vikoihin jotka ovat ennustettavissa. Ennustettavat viat pohjautuvat laskelmiin siitä, minä ajanhetken jälkeen moduulin odotetaan vikaantuvan. Odotettu vikaantuminen johtuu IGBT-moduuliin käytön myötä syntyneistä hitaista muutoksista. Riskiä äkkiaamattomiin vikaantumisiin voidaan pienentää valitsemalla soveltuvien puolijohdevalmistaja ja suunnittelemalla laitteisto hyvin. Valmistajat myös antavat oleellista tietoa puolijohdemoduulien ominaisarvoista ja -käyristä. Elinikälaskelmien kannalta yhdet merkittävimmistä tiedoista ovat kaaviot passiivi- ja lämpösyklauksesta.[22] Tässä kappaleessa käsitellään IGBT:n termomekaanista rasitusta ja IGBT:n lämpötilan mittausta. Samalla käydään läpi IGBT-moduulin ikääntymisprosessi ja sen mallintamiseen käytetyt syklausmenetelmät. Lisäksi käydään läpi lämpenemisen aiheuttamat vikaantumisolmiöt.

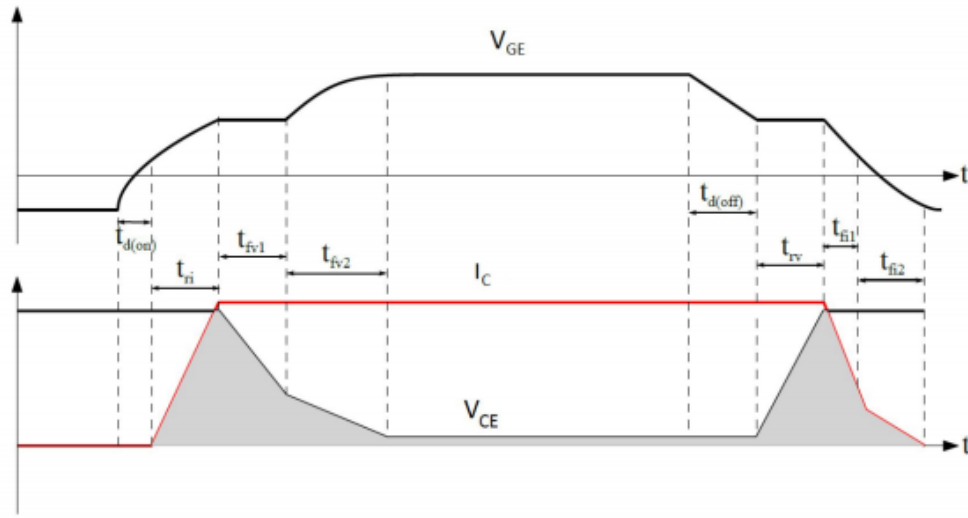
#### 3.1 IGBT-moduulin termomekaaninen rasitus ja lämpöhäviöt

Kappaleessa 2.4 esiteltiin IGBT-moduulin rakenne, jossa jokaisella kerroksella on oma tehtävänsä, jotta saavutetaan hyvä mekaaninen kestävyys, hyvät sähköiset eristykset ja hyvä lämmönsiirtokyky. Monikerroksinen rakenne muodostaa kuitenkin useamman rajapinnan eri materiaalien välillä. Materiaalien fyysiset ominaisuudet on esitetty taulukossa 2. Lämpötilan muutokset aiheuttavat moduuliin termomekaanista rasitusta. Onkin tärkeää, että IGBT-moduulin materiaalit on valittu niiden fyysisten ominaisuuksien ja niiden keskinäisen yhteensopivuuden mukaan.[23]

Termomekaanista lämpörasitusta muodostuu kahdesta alkuperästä, teho- ja lämpösyklauksesta, joille moduulit normaalin käytön aikana altistuvat johtuen kuorman ja lämpötilan vaihtelusta.[24] Lämpötilan vaihtelu, toisin sanoen lämpösyklaukset, pitäisi kyetä minimoimaan. Lämpötilan muutos aiheuttaa termomekaanista rasitusta vierekkäisiin materiaaleihin, joilla on keskenään poikkeavat lämpölaajenemiskertoimet. Termomekaanisen rasituksen voimakkuuteen vaikuttavat myös materiaalikerrosten paksuus ja leveys.[4]

IGBT-moduulissa häviöt muodostavat lämpöä. Kaiken syntyvän lämmön lähde on diodi- tai IGBT-siru, jonka läpi teho ajetaan. Sirun lämpötilaa sanotaan liitoslämpötilaksi  $T_j$ . Muodostuvalla lämmöllä on vaikutusta koko IGBT-moduuliin.[23] IGBT:ssä häviöitä muodostuu johtotilassa, ohjauksesta sekä sytytyksen ja sammutuksen aikana. Kahdesta jälkimmäisestä käytetään yhteistä termiä: kytkentähäviöt. Estotilassa IGBT:n yli on pieni vuotovirta, joten myös estotilassa syntyy häviöitä. Ne ovat kuitenkin verrattain pieniä ja jätetään usein huomiotta.[4] Kuvassa 14 on havainnollistettu harmaalla häviöiden muodostuminen kytkentätilanteissa. Johtavan

tilan häviöiden suuruuteen vaikuttavat IGBT:n resistanssi, kynnsjännite  $V_{CE(th)}$  ja kollektorivirta [7]. Häviöitä syntyy merkittävästi kytkentätilanteissa ja siksi kytkentätilanteet halutaan pitää mahdollisimman lyhyinä. Hilaohjainpiirin suunnittelu on ainut keino, jolla käyttäjä voi vaikuttaa IGBT:n toimintaan. Hilaohjainpiirin kapasitanssin ja resistanssin arvoja muuttamalla määritetään suoraan hilajännitteen aikavakio. Nopeiden jännitteen muutosten myötä lisääntyvät myös sähkömagneettiset häiriöt, jotka on otettava huomioon jos kytkentäajat on suunniteltu nopeiksi.[7] Sammutuksen nopeutta tulee rajoittaa myös oikosulkutilanteissa. Silloin nopea kytkentätapahtuma saattaisi nostaa hajainduktansseista aiheutuvan jännitepiikin liian suureksi tuhoten komponentin.[13]

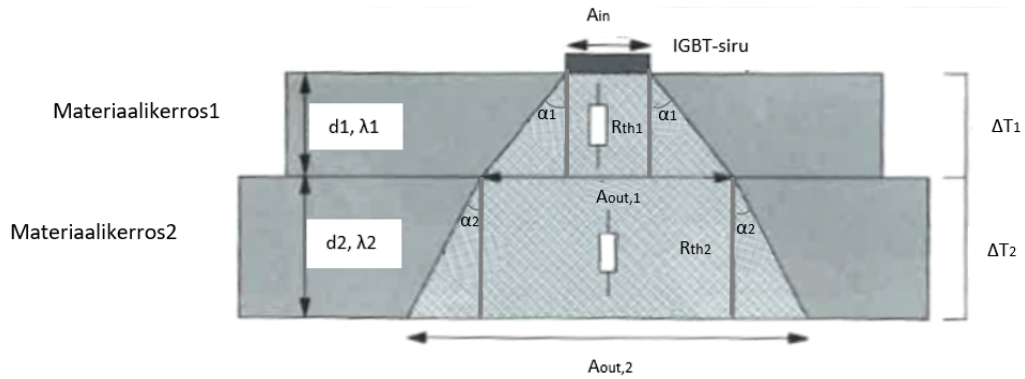


Kuva 14: Häviötehon muodostuminen eri ajanhetkillä, muokattu lähteestä [3]. Kuvaan merkityt aikamääreet eivät ole täysin yhtenevät kappaleessa 2.5.1 esitetyn standardin kanssa. Lähteen [3] aikamääreet on määritelty häviöiden käyrämuodon perusteella. Kytkentäviiveet  $t_{d(on)}$  ja  $t_{d(off)}$  on määritetty alkamaan hilajännitteen alkaessa muuttumaan ja loppumaan juuri ennen kuin kollektorivirta tai kollektori-emitterijännite alkaa nousta. Nousuajat  $t_{ri}$  ja  $t_{rv}$  kertovat kuinka kauan häviöt jatkavat kasvuaan. Kasvu jatkuu virran tai jännitteen nousuajan verran. Laskuajat  $t_{fv1}$ ,  $t_{fv2}$ ,  $t_{rv1}$  ja  $t_{rv2}$  kertovat kuinka kauan häviöiden laskuaika jatkuu, virran tai jännitteen pienentyessä.

## 3.2 Jäähdytys ja lämpötilan mittaus

IGBT-moduulissa syntyvää lämpöä halutaan kuljettaa pois puolijohteesta. Jäähdytysselementin avulla IGBT-moduulin termistä pinta-alaa saadaan kasvatettua ja häviötehoa siirrettyä valittuun jäähdytysaineeseen. Yleisimmät jäähdytysmenetelmät ovat ilma-, öljy- ja nestejäähdytys. Jäähdytysainetta kuljetetaan jäähdytysselementin läpi, jolloin puolijohteesta syntynyt lämpö saadaan kulkeutumaan aineen mukana pois. [4] Tehokkaimmallakaan jäähdytysmenetelmällä ei voida estää puolijohteen lämpenemistä käytön aikana. Lämpeneminen itsessään ei olisi ongelmallinen, jos lämpötila pysyisi vakiona ja vakio lämpötila olisi IGBT-moduulille määritellyn lämpötilarajan sisällä. Ongelmia aiheuttaa lämpötilan muutos ja sen suuruus. [24] Hyvän jäähdytyksen avulla voidaan kuitenkin hillitä lämpötilan kasvun voimakkuutta.

Liitoslämpötilan arvo kertoo paljon IGBT-moduulin kunnosta ja siksi se onkin oleellinen parametri tutkittaessa IGBT-moduulin kuntoa. IGBT-moduulin rakenteesta johtuen, IGBT-sirun liitoslämpötilan  $T_j$  mittaaminen suoraan IGBT-sirun tai diodi-sirun kohdalta on ongelmallista.[13] Kuvassa 15 on havainnollistettu lämpöenergian leviämistä kappaleessa, joka koostuu kahdesta eri materiaalista. Mittauspisteen ollessa kauempana lämmönlähteestä on selvää, että mittauspisteen lämpötila on pienempi, kuin todellinen liitoslämpötila. Tämän vuoksi liitoslämpötilan muutoksia lasketaan lämpömallien avulla.[22]



Kuva 15: Lämpötehon leviäminen kappaleessa, muokattu lähteestä [22].

### 3.2.1 Integroitu lämpötilan mittaus ja lämpömalli

Tässä työssä käytettävässä IGBT-moduulissa on integroitu lämpötilan mittaus, joka on toteutettu NTC-termistorilla (Negative Temperature Coefficient). NTC-termistori on vastus, jonka resistanssi on riippuvainen lämpötilasta. Lämpötilan kasvaessa sen resistanssi pienenee. Lämpötilan mittaukseen voidaan käyttää myös PTC-termistoria (Positive Temperature Coefficient), jonka resistanssi kasvaa lämpötilan kasvaessa. Kuvan 9 mukaisesti termistori sijaitsee IGBT-moduulin reunassa, samassa tasossa IGBT- ja diodisirujen kanssa. Termistorin mittaustuloksen perusteella voidaan laskea liitoslämpötilan keskiarvo käyttäen apuna lämpömallia. Todellisuudessa sirun lämpötilassa on merkittäviä eroja jo siru-alueen sisällä.[13] Lämpömalli toimii työkaluna, kun halutaan selvittää lämmön jakautumista vierekkäin olevien eri materiaalista olevien rakennekerrosten välillä, selvittää eri pisteiden lämpötilat tai tutkia miten lämpötilat eri materiaaleissa ja rakennekerroksissa muuttuvat suhteessa lämpötehon askelmaisiin muutoksiin.[4] Puolijohteen lämpötilaa kuvaa liitoslämpötila  $T_j$ . Mittaus tapahtuu kuitenkin usein termistorilta tai pohjalevystä, jonka lämpötilasta käytetään nimeä kuoren lämpötila  $T_c$ . Merkinnöillä voidaan suoraan ilmaista onko kyse liitoksen tai pohjalevyn arvoista vai onko kyse parametrilla, joka on ilmoitettu liitoksesta pohjalevyyn. Kun halutaan ilmaista aluetta liitospisteestä pohjalevyyn, alaviite on  $j_c$  (*junction to case*).[22]

Lämpömallin lämmönjohtuvuus määritellään lämpökapasitanssin  $C_{th}$  ja lämpövastuksen  $R_{th}$  avulla. Lämpö kulkeutuu näiden läpi lämmönlähteeltä jäähdytys-elementille. [22] Lämpöresistanssi kuvaa kuinka suuri lämpötilan muutos sen yli

vaikuttaa, kun toisella puolella on lämpötehon lähde. Lämpökapasitanssi kertoo kuinka paljon kappale kykenee varastoimaan lämpöä lämpötilamuutosta kohden. Materiaalin lämpötiloista ja lämmönsiirtymisestä voidaan muodostaa matemaattinen malli, jos tiedetään riittävän paljon materiaalin ominaisuuksista, kuten sen paksuus  $d$ , pinta-ala  $A$  ja lämmönsiirtokyky  $\lambda$ . Lämmönsiirtokyky on materiaalin ominaisuus, joka ilmaisee kyvyn kuljettaa energiaa lämmön muodossa. Lämpöresistanssin yksikkö on  $[K/W]$ . [22] Lämpöresistanssi määritellään

$$R_{th} = \frac{d}{\lambda A} \quad (11)$$

tai

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P_{th}} \quad (12)$$

Lämpökapasitanssi kuvaa puolestaan energiavarastoa. Lämpökapasitanssin yksikkö on  $[J/K]$ . Se määritellään kappaleelle lämpöenergian  $Q_{th}$  ja lämpötilamuutoksen  $\Delta T$  mukaan:

$$C_{th} = \frac{\Delta Q_{th}}{\Delta T} \quad (13)$$

Lämpökapasitanssi kappaleelle voidaan määrittää myös käyttämällä materiaalisidonnaisia arvoja:

$$C_{th} = c_{th} \rho d A \quad (14)$$

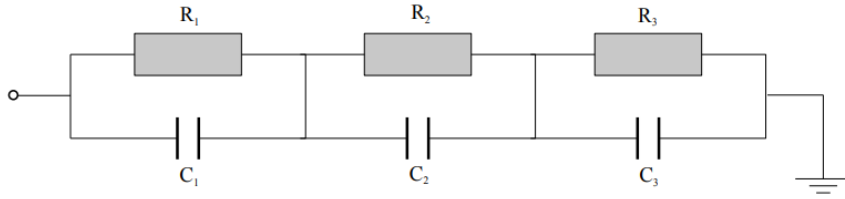
missä  $c_{th}$  on materiaalille ominainen lämpökapasitanssi ja  $\rho$  on materiaalin tiheys. [22]

Lämpömallin sijaiskytkennöissä käytetyt piirrosmerkit ovat samoja, kuin sähkötekniikassa käytetyt. Myös laskut voidaan suorittaa samojen sääntöjen mukaan kuin sähkötekniikassa. Häviölähde kuvataan virtalähteenä, lämpökapasitanssi kuvataan kondensaattorina ja lämpövastus vastuksena. Maatasoa vasten mitattu lämpötila kuvaa jännitettä. Yleisimmät lämpömallit ovat Cauer-malli ja Foster-malli. Kappaleen lämpömallin kuvaukseen käytetään muutoslämpövastusta  $Z_{th}$ . [22]

Foster-malli on yksinkertaisuutensa vuoksi puolijohdevalmistajien suosima tapa ilmoittaa lämpömalli. Se ei ole todellista lämpötilaa kuvaava lämpömalli, vaan sen tarkoitus on selittää havaittuja muutoksia lämpötilassa ja lämpötilan jakautumisessa. Foster-mallissa otetaan huomioon ainoastaan materiaalin ominaisuudet, tarkempien materiaaliparametrien tietäminen ei ole välttämätöntä [22]. Materiaalin ominaisuuksien perusteella voidaan muodostaa lämpöresistanssi ja lämpökapasitanssi, joiden perusteella lasketaan lämpöaikavakio  $\tau$  yhtälön (15) mukaan. Lämpöaikavakio ilmaisee lämpötilan muutosnopeuden, kun lämmön lähteen lämpöteho muuttuu askelmaisesti. Eri materiaalien lämpökapasitanssit ja -resistanssit kytketään kuvan 16 mukaisesti sarjaan. Foster-mallista on helppo muodostaa sarjakehitelmä, vaikka kappaleita olisi useampi. Sarjakehitelmä on yhtälön (16) mukainen. [7]

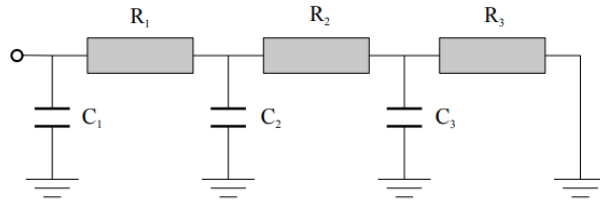
$$\tau = R_{th} C_{th} \quad (15)$$

$$Z_{th} = \sum_{i=1}^n R_i \left(1 - e^{-t/\tau_i}\right) \quad (16)$$



Kuva 16: Foster-mallin sijaiskytkentä [7].

Cauer-mallin sijaiskytkennässä kappaleen eri materiaalikerrokset on kytketty kuvan 17 mukaisesti rinnan. Tämän lämpömallin käyttö vaatii, että tiedetään materiaalien tarkat parametrit ja erityisesti tieto siitä, miten lämpö leviää lateraalisesti kappaleen relevanteissa kerroksissa, kuten kuvassa 15. Laskennassa käytettyjen rinnankytkettyjen RC-kombinaatioiden määrä riippuu siitä, millaisen tarkkuuden laskelmalle haluaa. [22] Cauer-malli pyrkii vastaamaan todellisuutta, sillä lämpökapasitanssit on kytketty maatasoa vasten ja lämpö kulkee kondensaattorin toista puolta. Kunkin materiaalin lämpöaikavakio on riippuvainen systeemistä, joten niiden määrittäminen ei ole aivan yksiselitteistä. Siirtyminen Foster- ja Cauer-mallin välillä on mahdollista, jos kappaleen rakenne on mallinnettu niin, että mallit vastaavat toisiaan.[7]



Kuva 17: Cauer-mallin sijaiskytkentä [7].

IGBT-moduulin lämpenemä voidaan laskea muutoslämpövastuskäyrän sarjakehitelmän avulla, jonka puolijohdevalmistaja ilmoittaa datalehdessään. Muutoslämpövastuskäyrä muodostetaan mittaamalla lämpötila puolijohteesta, kun siihen on kohdistettu askelmainen lämpöteho  $P_h$  ajanhetkellä  $t = 0$  [4]

$$Z_{th,jc}(t) = \frac{T_{jc}(t)}{P_h} \quad (17)$$

jolloin lämpötehoa vastaava komponentin lämpenemä liitoksesta kuoreen on

$$T_{jc}(t) = Z_{th,jc}(t)P_h \quad (18)$$

Superpositioperiaate pätee lämpenemälaskelmissa, joten yksittäinen häviötehopulssi koostuu kahdesta vastakkaismerkkisestä häviötehoaskeleesta, jolloin lämpenemälle saadaan lausekkeet

$$t < t_0 : T_{jc}(t) = 0 \quad (19)$$

$$t_0 < t < t_1 : T_{jc}(t) = Z_{th,jc}(t - t_0)P_h \quad (20)$$

$$t > t_1 : T_{jc}(t) = Z_{th,jc}(t - t_0)P_h + Z_{th,jc}(t - t_1)(-P_h) \quad (21)$$

Tilanteessa, jossa pulsseja on enemmän, voidaan jokaiselle pulssille muodostaa vastaavat yhtälöt ja laskea jokaisen ajanhetken lämpenemät yhteen. Oleellisinta on päästä maksimilämpötilan arvoon. Jotta saavutettaisiin pysyvä tila, vaatisi se jopa tuhansia pulsseja, joka ei ole laskennan kannalta enää järkevää ja helposti toteutettavissa. Laskenta voidaan suorittaa joko sarjakehitelmän avulla tai kiihdytetyllä superpositiomenetelmällä.[4]

Sarjakehitelmälaskenta perustuu siihen, että kuormituksen oletetaan olevan jaksollista. Jos lämpenemän yhtälöitä katsoo, huomaa, että summatermit kuuluvat geometrisiin sarjoihin, joilla on äärelliset summat. Jos jaksoon kuuluu  $M$  erilaista pulssia, on viimeisen pulssin lämpenemä:

$$T_{jc} = \sum_{k=1}^n \left[ \frac{1}{1 - e^{-\frac{t_p}{\tau_k}}} \left[ \sum_{m=1}^M \left( P_m R_k (1 - e^{-\frac{t_m}{\tau_k}}) e^{-\frac{\sum_{i=m+1}^M t_i}{\tau_k}} \right) \right] \right] \quad (22)$$

Huomioitavaa on, että sarjakehitelmässä osalla pulsseista voi olla  $P_h = 0$ . Koska yhtälö antaa lämpenemän jakson viimeisestä pulssista, täytyy jakson pulssien järjestystä muuttaa niin, että viimeisimpänä saavutettaisiin jakson maksimi lämpötila. Menetelmä voi silti olla laskennallisesti työläs, ellei laskentaprosessista muokkaa ohjelmaa, jonka tietokone laskisi.[4]

Kiihdytetty superpositioperiaate toimii hyödyntäen yhtälöitä (19)-(20). Menetelmää voidaan nopeuttaa, jos alkutilanne arvataan oikein. Kiihdytetyn superpositioperiaatteen lähtökohtana onkin määrätä alkutilanne käyttäen keskimääräistä häviötehon arvoa  $\overline{P}_h$ , ja tätä vastaava lämpötila

$$\overline{T}_{jc} = \overline{P}_h Z_{th,jc}(\infty) \quad (23)$$

missä  $Z_{th,jc}(\infty)$  on pysyvän tilan lämpövastus eli  $R_{th,jc}$ . Aiemmat häviötehopulssit korvataan siis keskimääräisellä häviöteholla ja sopivasti valitulla hetkellä nolla, jolloin häviöteho katkaistaan. Lämpenemät ovat

$$T_{jc}(0) = \overline{T}_{jc} \quad (24)$$

$$T_{jc}(t_{11}) = \overline{T}_{jc} - \overline{P}_h Z_{th,jc}(t_{11}) \quad (25)$$

$$T_{jc}(t_{12}) = \overline{T}_{jc} - \overline{P}_h Z_{th,jc}(t_{12}) + P_{h1} Z_{th,jc}(t_{12} - t_{11}) \quad (26)$$

$$T_{jc}(t_{21}) = \overline{T}_{jc} - \overline{P}_h Z_{th,jc}(t_{21}) + P_{h1} [Z_{th,jc}(t_{21} - t_{11}) - Z_{th,jc}(t_{21} - t_{12})] \quad (27)$$



Yleisesti pulssin  $M$  lopussa saadaan yhtälö

$$T_{jc}(t_{m2}) = \overline{T_{jc}} - \overline{P_h} Z_{th,jc}(t_{m2}) + \sum_{n=1}^M P_h [Z_{th,jc}(t_{m2} - t_{n1}) - Z_{th,jc}(t_{m2} - t_{n2})] \quad (28)$$

Jos pulssijakso koostuu useista pulsseista, lasketaan tarkasti vain pari viimeisintä pulssia. Muista pulsseista muodostetaan yksi pulssi, jonka suruus on pulssien häviötehon keskiarvo  $\overline{P'_h}$ . Kiihdytetyllä superpositioperiaatteella voidaan saada riittävän tarkka tulos jo ensimmäisellä laskukierroksella, jos alkutilanne on valittu oikein. Huomioitavaa on, että komponenttikohtainen hajonta muutosvastuskäyrälle on  $\pm 10\%$ . Kytkentähäviöiden lyhyen keston vuoksi, niiden huomiointi on tällä menetelmällä vaikeaa. Laskentatarkkuus ei juuri kuitenkaan heikkene, vaikka keskimääräiset kytkentähäviöt lisää suoraan johtohäviöihin.[4]

### 3.2.2 Kytkentäaikoihin perustuva lämpötilan mittaus

Perinteisen integroidun lämpötilamittauksen heikkoutena on keskiarvoistamisen lisäksi mittauksen vasteaika, joka on useita millisekunteja.[25] Lämpötilan mittaukseen on kehitetty myös muita estimaatteja. Tämän työn kannalta oleellinen liitoslämpötilan mittausmenetelmä pohjautuu IGBT:n kytkentäaikoihin. Kytkentäaikoja tai kytkentäviiveitä voidaan käyttää suoraan hyödyksi, kun mallinnetaan liitoslämpötilaa. Kuten kappaleessa 2.5 käytiin läpi, IGBT:n kytkentäkäyttäytymiseen vaikuttavat sen kapasitanssit. Kollektori-hilakapasitanssin  $C_{CG}$  eli Miller-kapasitanssin arvo on riippuvainen liitoslämpötilasta  $T_j$ . Miller-kapasitanssi koostuu sekä vakiokapasitanssista että muuttuvasta kapasitanssista. Seuraavaksi johdetaan Miller-kapasitanssin riippuvuus liitoslämpötilasta lähteen [2] perusteella.

Miller-kapasitanssin muuttuva osa voidaan mallintaa yhtälöllä:

$$C_{dep} = A \sqrt{\frac{\epsilon q N_d}{2(\phi_s + V_a)}} \quad (29)$$

missä,  $A$  on kapasitanssin efektiivinen pinta-ala,  $\epsilon$  on dielektrinen vakio,  $q$  on alkeisvaraus,  $N_d$  on donorien douppauskonsentraatio,  $\phi_s$  on tyhjennysalueen reunan potentiaali ja  $V_a$  on ulkoisesti lisätty biasoitunut jännite tyhjennysalueen yli. Reunan potentiaalin  $\phi_s$  vaikutus tyhjennysalueen kapasitanssiin saadaan osittaisderivaatalla:

$$\frac{\partial C_{dep}}{\partial \phi_s} = - \left( \frac{1}{q \epsilon N_d} \right) C_{dep}^3 \quad (30)$$

Yleisesti hyväksytty luontaisten varauksenkuljettajien konsentraatio  $n_i$  piille 300 Kelvinin lämpötilassa on  $1,01 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ . Empiirisen tutkimuksen perusteella  $n_i$ :lle on määritetty lämpötilariippuvuus välillä 275-375 K. Yhtälö (31) on samankaltainen, kuin yhtälö (2), mutta termejä on korvattu vakioilla ja luotu selkeä korrelaatio lämpötilan muutokselle.

$$n_i = C_0 \left( \frac{T_j}{300} \right)^2 e^{(-a_0/T_j)} \quad (31)$$

missä,  $a_0 = 6,884 \cdot 10^3$  K,  $C_0 = 9,38 \cdot 10^{19}$  cm<sup>-3</sup> ja  $T_j$  liitoslämpötila. Liitoslämpötilan vaikutus voidaan laskea osittaisderivaatalla:

$$\frac{\partial n_i}{\partial T_j} = n_i T_j^{-1} (2 + a_0 T_j^{-1}) \quad (32)$$

Pinnan potentiaalin  $\phi_s$  arvo on yhteydessä varauksenkuljettajien määrään hilaoksidin ja epitaksiaalikerroksen välillä.

$$\phi_s(T_j) = \frac{k_T T_j}{q} \ln \left( \frac{n_s}{n_i} \right) \quad (33)$$

missä,  $k_T$  on Boltzmannin vakio ja  $n_s$  on elektronien konsentraatio lähellä epitaksiaalikerroksen ja hilaoksidin rajapintaa. Sijoitetaan yhtälöön (33) yhtälö (31) ja derivoimalla se  $T_j$ :n suhteen saadaan liitoslämpötilan vaikutus.

$$\frac{\partial \phi_s}{\partial n_i} = -\frac{k_T}{q} \left( \frac{1}{n_i T_j^{-1}} \right) \quad (34)$$

Ketjüsäännöllä saadaan  $C_{dep}$ :n ja  $T_j$ :n suhde:

$$\frac{\partial C_{dep}}{\partial T_j} = \frac{\partial C_{dep}}{\partial \phi_s} \cdot \frac{\partial \phi_s}{\partial n_i} \cdot \frac{\partial n_i}{\partial T_j} \quad (35)$$

Sijoittamalla tähän yhtälöt (30), (32) ja (34), saadaan

$$\frac{\partial C_{dep}}{\partial T_j} = \left( \frac{k_T}{q^2 \epsilon N_d} \right) (2 + a_0 T_j^{-1}) C_{dep}^3 \quad (36)$$

Tehdään oletus, että  $\frac{dC_{dep}}{dT_j} = \frac{\partial C_{dep}}{\partial T_j}$  ja  $a_0 T_j^{-1} \gg 2$ , ratkaisemalla seuraava differentiaaliyhtälö,

$$\int_{C_{dep,0}}^{C_{dep}} \left( \frac{1}{C'_{dep}} \right)^3 dC'_{dep} = \frac{k_T a_0}{q^2 \epsilon N_d} \int_{300}^{T_j} \left( \frac{1}{T'_j} \right) dT'_j \quad (37)$$

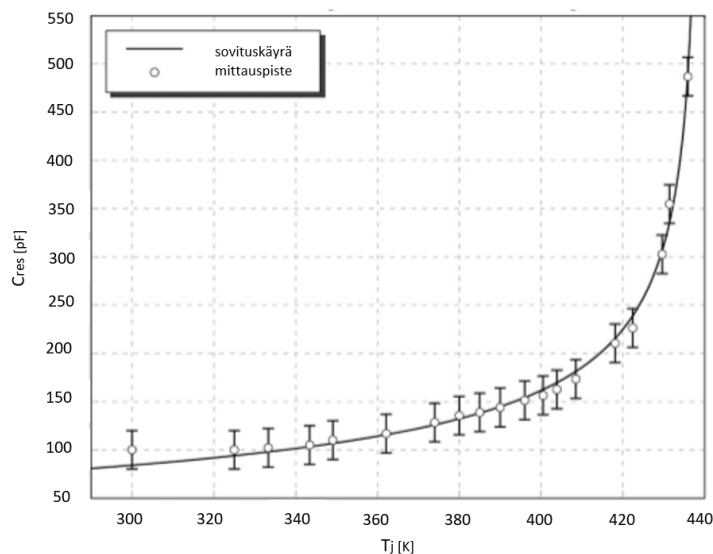
missä  $C_{dep,0}$  on tyhjennysalueen kapasitanssi, kun  $T_j = 300$  K. Ratkaisemalla yhtälö saadaan  $C_{dep}$ :lle liitoslämpötilasta riippuva yhtälö.

$$C_{dep}^{-1} = C_{dep,0}^{-1} \sqrt[2]{1 - \left[ \frac{2k_T a_0 C_{dep,0}^2}{q^2 \epsilon N_d} \ln \left( \frac{T_j}{300} \right) \right]} \quad (38)$$

Kokonaisuudessaan Miller-kapasitanssille saadaan yhtälö:

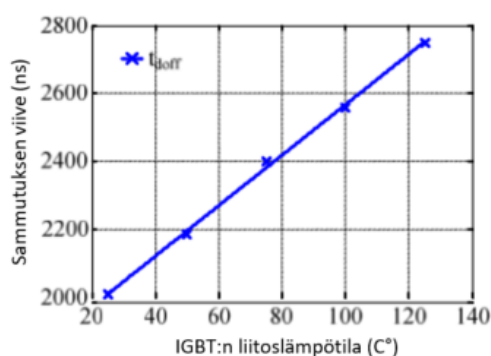
$$C_{res} = \left[ C_{ox,D}^{-1} + C_{dep,0}^{-1} \sqrt[2]{1 - \frac{2k_T a_0 C_{dep,0}^2}{q^2 \epsilon N_d} \left( \frac{T_j}{300} \right)} \right]^{-1} \quad (39)$$

Kuvassa 18 on esitetty erään IGBT:n mitatun Miller-kapasitanssin riippuvuus liitoslämpötilasta lämpötila-alueella 290-440 K. Lisäksi kuvassa näkyy soveltuvien parametrien avulla laskettu sovituskäyrä.[2]



Kuva 18: Miller-kapasitanssin riippuvuus liitoslämpötilasta [2].

Kapasitanssin lämpötilariippuvuus tekee siitä toivotunlaisen liitoslämpötilan estimoijan. Kapasitanssin mittaaminen ja analysointi kytkentöjen aikana ei kuitenkaan ole helposti toteutettava ratkaisu. Onneksi kapasitanssi vaikuttaa suoraan IGBT:n kytkeytymisaikoihin ja -viiveisiin. Empiirisissä tutkimuksissa onkin havaittu, että kytkentäviiveiden riippuvuus liitoslämpötilasta on lineaarinen. Siksi kytkentäviiveiden mittaaminen soveltuu loistavasti liitoslämpötilan mallintamiseen. Tämän tutkimuksen kokeellisessa osassa tutkitaan tarkemmin juuri kytkentäaikojen hyödyntämistä ikääntymisen indikaattorina. Viiveessä on puolijohdekohtaisia eroja, joten IGBT-moduulin riippuvuus lämpötilasta vaatii, että liitoslämpötilan ja viiveen välinen kulmakerroin täytyy määrittää tuotekohtaisesti.[25][2][20] Kuvassa 19 on lähteen [20] tutkimuksessa käytetyn IGBT-moduulin mitattu sammutusviive liitoslämpötilan funktiona.[20]



Kuva 19: IGBT:n kytkentäviiveen riippuvuus liitoslämpötilasta [20].

### 3.3 Kiihdytetty ikääntyminen

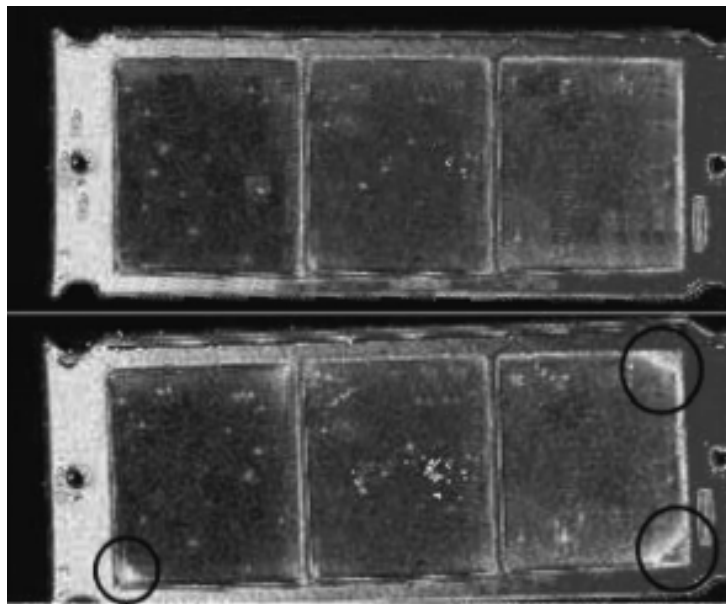
Valmistajan tehtävänä on huolehtia myymänsä laitteiston luotettavuuteen ja laatuun liittyvästä testauksesta. Eliniän odote on vahvasti riippuvainen sovelluskohteesta. Aika, joka vaaditaan siihen, että tiedetään varmuudella komponentin soveltuvuus sovelluskohteeseen, on yhtä pitkä kuin sovelluskohteen ikä. Luonnollisesti tämä ei ole käytännöllinen tapa määritellä komponenttien elinikää. Testit suoritetaankin kiihdyttäen. Eli testausaika on paljon lyhyempi kuin todellinen elinikä, mutta komponentit altistetaan hetkellisesti suuremmalle rasitukselle. Oleellista on tietää testaussyklin riippuvuus todellisesta syklistä, jotta laskenta vastaisi todellista odotettua elinikää. Elinikäkertoimeen vaikuttavat testattavan sovelluksen lisäksi testissä käytetyt rasitusparametrit, joita ovat esimerkiksi lämpö, jännite tai niiden muutoslaajuuden kasvattaminen.[22]

Laadun ja luotettavuuden vuoksi valmistajan täytyy tehdä useita testejä ja mittauksia, joilla laatu ja luotettavuus voidaan todentaa. Ikääntymisen ja eliniän määrittelyn kannalta oleelliset testit ovat lämpösyklitesti ja tehosyklitesti. Näitä testejä käytetään, koska esille saadaan samanlaisia muutoksia IGBT-moduulin rakenteisiin, kuin tavallisesti muodostuisi normaalin käytön myötä.[22]

Lämpösyklauksella rasitus keskittyy DCB:n ja pohjalevyn väliseen juotokseen. Testissä IGBT:n lämpötilaa muutetaan määritellyn syklin mukaan, jonka pituus on tyypillisesti suuruusluokkaa 5 minuuttia. Lämpötilan muutos voidaan toteuttaa passiivisesti, esimerkiksi ulkoisella lämmittimellä tai vaihtoehtoisesti lämmitys toteutetaan energisoimalla IGBT-moduulia. Kriteerinä tämän testin läpäisylle on moduulin lämpöresistanssi  $R_{th(jc)}$ , joka mitataan ennen testin alkua ja sen jälkeen. Lämpöresistanssiarvon on pysyttävä määritellyissä rajoissa, jotta testi katsotaan läpäistyksi. IGBT-moduulin materiaalivalinnoilla on tämän testin kannalta oleellinen vaikutus. Mitä suuremmat poikkeamat vierekkäisten materiaalien lämpölaajenemiskertoimissa on sitä suurempi lämpörasitus rajapintaan kohdistuu.[22] Hiljalleen pohjalevyn juotos alkaa väsyä ja rasitus alkaa ensin näkyä halkeamina kulma-alueilla, jolloin lämpöresistanssin arvo alkaa kasvaa. Tämä johtaa ylempien rakennekerrosten lämmön nousuun.[13] Rasituksen jatkuessa juotosrajapinnoissa lämpörasitus alkaa näkyä delaminoitumisena eli juotospinnan irtoamisena. Eliniän kannalta delaminoituminen on kriittistä, sillä mitä enemmän delaminoitumista tapahtuu sitä huonommin lämpö pääsee siirtymään pois IGBT-moduulista.[22] Lämmönsiirtokyvyn heikkeneminen johtaa kaikkien rakennekerrosten lämpötilan kasvuun, jolloin myös IGBT-sirun liitoslämpötila nousee korkeammaksi.[13]

Tehosyklauksen jälkeen IGBT-moduulin juotoksen delaminoituminen on helppo havaita kuvaamalla se akustisella ultraäänimikroskoopilla SAM (Scanning Acoustic Microscope). Kuvassa 20 on havainnollistettu SAM:illa kuvattu IGBT:n pohjalevyn ja DCB:n välinen juotos, jossa alemmassa näkyy muutoksia juotoksen reunoilla. Juotoksen irtoaminen näkyy valkoisena alueena lähellä reunaa. IGBT:n ikääntyessä lisää irtoaminen voimistuu.[13]

Tehosyklauksessa rasitus keskittyy IGBT-moduulin liitoslankoihin, jotka ovat kiinni IGBT-siruissa ja DCB:n ylemmässä kuparoinnissa. Tehosyklauksessa IGBT-moduulia lämmitetään ja jäähdytetään aktiivisesti tietty syklimäärä. Lämpene-

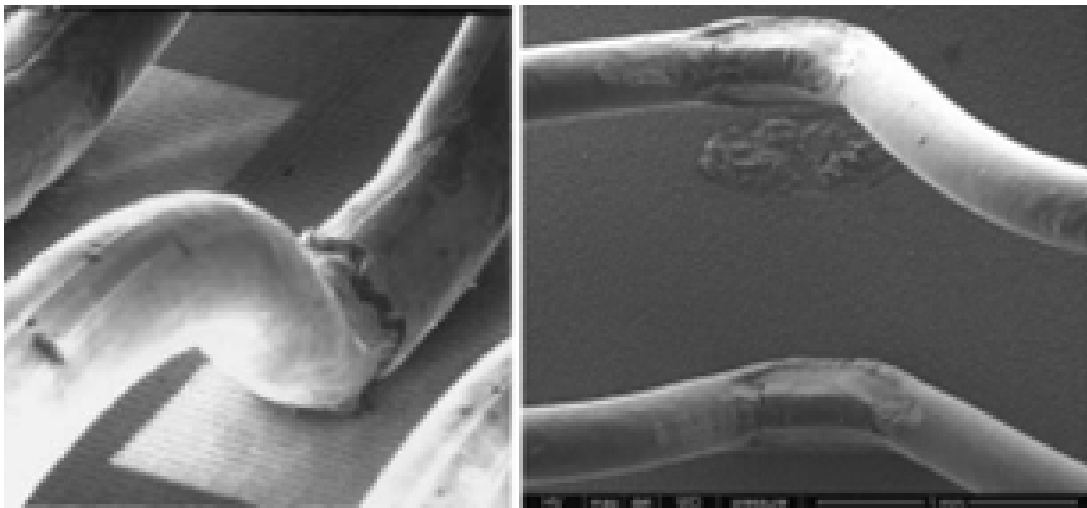


Kuva 20: IGBT-moduulin pohjalevyn juotoksen delaminoituminen [24].

minen saadaan aikaan lisäämällä kuormavirtaa, jolloin liitoslämpötila kasvaa eli IGBT-moduulin läpi ajetaan tehoa. Jäähdytyksessä tehoa ei ajeta, vaan systeemin jäähdytys hoidetaan esimerkiksi nestejäähdytyksellä. Tehosyklauksessa tyypillinen sykli aika on muutaman sekunnin luokkaa. Läpäisykriteeri tälle testille on kollektori-emitterisaturaatiojännite  $V_{CEsat}$  tai diodin päästöjännite  $V_F$ . Jännite mitataan ennen testiä ja testin jälkeen. Testi katsotaan läpäistykseksi, kun muutos jännitteessä on määritellyissä rajoissa. Suurin lämpölaajenemiskertoimien eroavaisuus on piillä ja alumiinilla, eli lämpörasitus kohdentuu puolijohdepalan ja liitoslangan väliseen liitokseen aiheuttaen liitoslangan väsymistä. Noin puolet IGBT:n liitoslangoista on kiinnitetty puolijohteen aktiivialueisiin eli IGBT:hen tai diodiin, jolloin niihin kohdistuu puolijohteen tehohäviöiden lämpenemä ja liitoslangan ohminen itselämpeneminen.[26]

Tehosyklauksen aiheuttamat tyypillisimmät muutokset liitoslangoissa ovat murtumat ja irtoamiset IGBT-sirun metalloinnista. Murtuma aiheutuu pienestä, toistuvasta liitoslankojen liikkeestä. Liike johtuu lämpötilan vuorottelusta kylmän ja kuuman välillä, jolloin pohjalevy taipuu lämpötilan mukaan ja lisäksi lämpölaajeneminen aiheuttaa mekaanista rasitusta [13]. Ajan kuluessa liitoslanka väsyä ja liitoslankaan syntyy pienehköjä muutoksia ja lopulta halkeamia. Liitoslangan irtoaminen johtuu IGBT-sirun metallointiin syntyneistä muutoksista tai jatkuvasta liitoslangan taipumisesta. Irtoaminen tapahtuu nimenomaan puolijohdepalan ja liitoslangan välisessä liitoksessa, jossa lämpörasitus on suurempi. Substraattikuparoinnin ja liitoslangan välisestä liitoksessa irtoamista ei tapahdu [26]. Jossain vaiheessa muutos on edennyt niin pitkälle, että liitos heikkenee ja liitoslangan tyvi voi murtua tai liitoslanka irrota.[13] Muutokset IGBT-sirun metalloinnissa aiheutuvat yhtälailla lämpötilan vuorottelusta kylmän ja kuuman välillä, mikä ajan kuluessa saa aikaan muutoksia.[22] Liitoslangan heikoin kohta on ultraäänihitsauksen yläpuolella, jossa alumiinisen liitoslangan kristallinen rakenne on heikentynyt kiinniliimauksen vuoksi.[13] Yhden tai useamman

liitoslangan vikaantuminen aiheuttaa muutoksia joko kosketuskestävyyteen tai IGBT-moduulin sisäiseen virran jakautumiseen, joka nähdään  $V_{CEsat}$ :n muuttumisena.[26] Virran jakautuminen harvemman liitoslangan kesken nostaa niiden lämpötilaa ja samalla liitoslämpötilaa  $T_j$ . Kasvanut liitoslämpötila lisää lämpörasitusta, jolloin vaurioita ilmenee lisää ja liitoslämpötila nousee yhä korkeammaksi. Tehosyklaus aiheuttaa muutoksia myös sirujuotokseen.[22]



Kuva 21: Vasemmalla liitoslangan tyvimurtuma ja oikealla liitoslangan irtoaminen [24][23].

Juotosrajoituksen muutoksien aiheuttama lämmönsiirron heikkeneminen ja liitoslankojen irtoamisen aiheuttama lämpötilan kasvu toimivat muiden vikaantumismekanismien kiihdyttävinä tekijöinä. [26] Ikääntyminen on alkuun hidasta ja muutokset pieniä. Hiljalleen ikääntymisprosessi nopeutuu aiheutuneista muutoksista johtuen ja IGBT-moduuli vikaantuu.

### 3.4 IGBT-moduulin tuhoutuminen lämpöön

Yleisin syy IGBT-moduulin vikaantumiseen on lämpö. Liitoslämpötilalla  $T_j$  on suora yhteys IGBT-moduulin ikääntymiseen ja lopulta vikaantumiseen. [24] Liitoslämpötila vaihtelee IGBT-moduulin kohdistuneen rasituksen seurauksena, mutta sen alkaessa nousta epänormaalin korkeaksi normaalin käytön aikana kielii se mahdollisesti ikääntymisen tuomista muutoksista ja ennustaa tulevaa vikaantumista.

Valmistaja ilmoittaa IGBT-moduulille suurimman sallitun lämpötilan. Puolijohdepala ei tuhoudu lämpötilaan vielä tämän rajan ylittyessä.[7] Lämpötilan kasvaessa seostetun puolijohteen intrinsiikkinen varauksenkuljettajatiheys  $n_i$  kasvaa yhtälön (2) mukaisesti [6].  $n_i$ :n ylittäessä puolijohteeseen seostettujen varauksenkuljettajien tiheyden, alkaa se muistuttaa puhdasta puolijohdetta ja ohjausominaisuus menetetään. Tämä tapahtuu lämpötilan ollessa noin 250 °C. Lämpötilaraja riippuu puolijohteen seostuksesta [6]. Jos tämän pisteen jälkeen lämpötila nousee, kasvaa varauksenkuljettajatiheys eksponentiaalisesti. Tämä kasvattaa puolijohteen lämpötilaa entisestään, jolloin varauksenkuljettajatiheys lisääntyy, mikä puolestaan kasvattaa lämpötilaa eli

syntyy lämpötilaa nostattava kierre. Tämä havaitaan lämpötilan äkillisenä ja rajuna nousuna. Noin 900 °C:ssa puolijohde-seos tuhoutuu lämpöön lopullisesti. On myös mahdollista, että jo 577 °C asteessa pii ja alumiini pääsevät keskenään sekoittumaan, jolloin niiden eutektinen lämpötila ylittyy. Alumiinin sekoittuminen piin kanssa huonontaa puolijohteen estotilan ominaisuuksia. Lämpötilan raju karkaaminen tapahtuu yleensä niin nopeasti, ettei mitään ole tehtävissä ja puolijohde-seos menettää pysyvästi ominaisuutensa. Tällainen vaurioituminen liittyy liitoslämpötilan rajuun ja voimakkaaseen kohoamiseen.[7]

IGBT-moduulissa tapahtuu vaurioitumista jo ennen kuin puolijohteen kannalta kriittinen 250 °C saavutetaan. Tina-hopea juotospinnoituksen (SnAg) sulamispiste on noin 220 °C. Juotoksien tuhoutuminen johtaa hyvin nopeasti lämmön nopeaan nousuun ja IGBT-sirun tuhoutumiseen. Liitos voidaan tehdä myös diffuusion avulla hopeasta. Tämä nostaa liitoksen sulamispisteen noin 960 °C:een, jolloin myös kestävyys lämpörasitusta kohtaan paranee.[7]

Liitoslankojen vaurioituessa niiden resistanssi on suurempi, jolloin kollektori-emitterijännitteessä havaitaan nousua johtotilassa. Samalla lämpöhäviöitä muodostuu enemmän ja lämpötilan nousu ajautuu kasvusuuntaiseen kierteseen ja lämpöresistanssissa havaitaan nousua.[7] Lämmön nousu voi johtaa yllä kuvailtuihin vikaantumisiin tai liitoslangan sulamiseen. Liitoslangan maksimi DC-virta mitoitetaan langan sulamispisteen mukaan, mihin vaikuttaa langan ohminen itselämpeneminen. [26] Liitoslankojen tuhoutuessa jäljellä olevien liitoslankojen virrantiheys voi nousta niin suureksi, että liitoslangan lämpötila ylittää sulamispisteen ja liitoslanka sulaa. IGBT-moduulin sisään muodostuu valokaari liitoslangan päiden välille ja samalla IGBT- tai diodisiru tuhoutuu. Vikamoodia kutsutaan avoimeksi piiriksi, käytännössä tämä vikaantumismoodi on melko harvinainen.[13]

## 4 Testausjärjestelyt

Tämän työn tarkoitus on selvittää, voidaanko jo olemassa olevaa jännitteen takaisin-kytkennän tietoa hyödyntää kytkentäaikojen ja -viiveiden laskemiseen käytönaikaisessa kunnonvalvonnassa. Tämän työn aikana on kehitetty mittausjärjestelmä, jolla tutkimus on tarkoitus toteuttaa. Sen ohjaus- ja mittauslogiikka on myös erikseen kehitetty tämän tutkimuksen aikana. Työssä selvitetään, ovatko tutkittavat mittausmenetelmät riittävän tarkkoja, jotta niillä pystyisi havainnoimaan ikääntymisen tuomat muutokset luotettavasti. Aikalaskurit on toteutettu hyödyntämällä kahta erilaista jännitetietoa ja luomalla laskurilogiikka mittausajalle. Tämä työ tarjoaa samalla tärkeää tietoa mittausmenetelmien tarkkuudesta sekä virta- ja lämpötilariippuvuudesta. Työn yhtenä osa-alueena on ollut saada aikaan tutkimuskomponentteihin ikääntymisen tuomia muutoksia. Mittausmenetelmät on valittu niin, että IGBT-moduulien kuntoa pystytään havainnoimaan mahdollisimman hyvin. Tässä kappaleessa käydään tarkasti läpi testausjärjestelyt sekä miten tutkimuksessa käytetty mittausjärjestelmä on toteutettu ja kuinka se toimii. Kappaleessa käydään läpi myös ohjaus- ja laskentalogiikka.

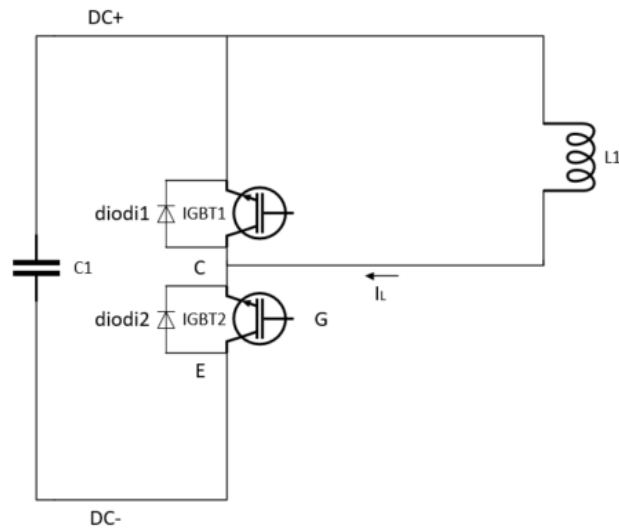
Mittausajat eivät vastaa täysin kappaleen 2.5.1 standardin mukaisia aikoja. Standardin mukaan kytkentäviiveiden laskenta sammutuksessa alkaa, kun hilajännite on 90 % päälläolon hilajännitteestä ja sytytyksessä laskenta alkaa, kun hilajännite on 10 % hilajännitteen asetusarvosta. Tämän tutkimuksen laskurit aloittavat laskennan heti, kun ohjauskomento kytkeä IGBT päälle tai pois päältä, annetaan. Lisäksi sammutuksessa hetket, jolloin aikalaskurit lopettavat laskennan ovat ennen standardin mukaista kytkentäviiveen määritelmää. Sytytyksessä mittausajanhetket ovat standardissa esitetyn kytkentäviiveen ja kytkentäajan määrittelyalueen ulkopuolella. Laskurilogiikkaan tulee myös piirin myötä viivettä. Tässä kappaleessa laskureiden mittaamista ajoista käytetään tämän vuoksi termiä kytkeytymisaika tai mittausaika, eikä niitä ole perusteltua eritellä termeihin kytkentäviive tai kytkentäaika.

### 4.1 Laitteisto ja toimintaperiaate

Mittausjärjestelmä on toteutettu kuvan 22 mukaisella tavalla. Se on rakennettu invertterimoduulin ACS-880-104, R8i sisään. Tutkittava IGBT-moduuli on kiinnitetty keskimmäisen vaiheen jäähdytyselementtiin tuotannon ohjeen mukaisesti. Invertteri on kolmivaihemoduuli, mutta tässä työssä ohjauslogiikkaa ja toimintaa on muutettu niin, että piiri on yksivaiheinen. Tavallisesti invertterin piirikortit ovat kiinni korttialustassa, joka kiinnitetään osaksi invertterin runkoa. Tässä työssä hilaohjauskortti ja rajapintakortti eivät olleet invertteriin tuotteistettut piirikortit. Ne on korvattu kolmitasoisien vaihtosuuntaajasarjan PVS980-104SC, vastaavilla piirikorteilla. Kortit on yhteensovitettu logiikan avulla toimimaan halutusti kaksitasoinvertterissä. Valinta tehtiin, koska kolmitason korteista löytyi valmiina jännitteen takaisinkytkennän mittaus kahdella tähän tutkimukseen soveltuvalla menetelmällä. Uusien korttien kanssa korttialusta ei asettunut enää kiinni invertterin runkoon. Kortit on jätetty makaamaan invertterin edessä olevan pöydän päälle kuvan 23 mukaisesti.

Mittausjärjestelmän kuormana on 0,36 mH kuristin. Kuristin on yhdistetty väli-





Kuva 22: Tutkimuksen mukainen mittauspiiri



Kuva 23: Tutkimusjärjestelyn invertterimoduuli ja ohjauskortit. Pöydän oikeassa reunassa muovipeitteen alla näkyy lämpöpuhaltimen sijainti.

piirin  $DC^+$ -jännitteeseen. Kommutointiparina toimivat ylähaaran diodi ja alahaaran IGBT eli kuvan 22 diodi1 ja IGBT2. Induktanssin virran nousunopeus noudattaa yhtälöä:

$$\frac{dI}{dt} = \frac{U}{L} \quad (40)$$

Virran laskunopeus noudattaa yhtälöä:

$$I(t) = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (41)$$

missä  $I_0$  on virta ajanhetkellä  $t = 0$  ja  $\tau$  on piirin L/R-aikavakio ja  $U$  on välipiirin jännite 900 V. Mittauspiirin tarkkoja häviöitä ei tiedetä, mutta niiden on arvioitu olevan suuruusluokkaa 6 mΩ. Yhtälöiden perusteella on laskettu IGBT:n ohjaukseen tarvittut päällä- ja poissaolon ajat. Virran haluttiin kasvavan 150 ampeerin välein. Ensimmäisen kytkentäjakson kytkennän päälläoloajaksi arvioitiin 60 μs ja poiskytkentääjaksi 1 ms. Laskelmien pohjalta arvioitiin, että jokaisen kytkennän jälkeen päälläoloaikaa täytyisi kasvattaa 1 mikrosekunnilla, jotta virta kasvaisi tasaisesti 150 ampeerin välein. Mittausta rajoitti kuitenkin kuristimen saturaatiovirta. Virran satureitumisen vuoksi kytkentäajan kasvatusta jokaisen kytkennän jälkeen ei kyetty tekemään, muutoin viimeisen kytkennän aikana virta olisi noussut liian korkeaksi. Saturaation vuoksi mitoitus on tehty niin, että viimeisen kytkennän jälkeen virta on likimain IGBT-moduulin nimellisvirran 1500 A suuruinen. Ohjaus on toteutettu asettamalla päälläoloajaksi 60 μs ja poiskytkentääjaksi 1 ms.

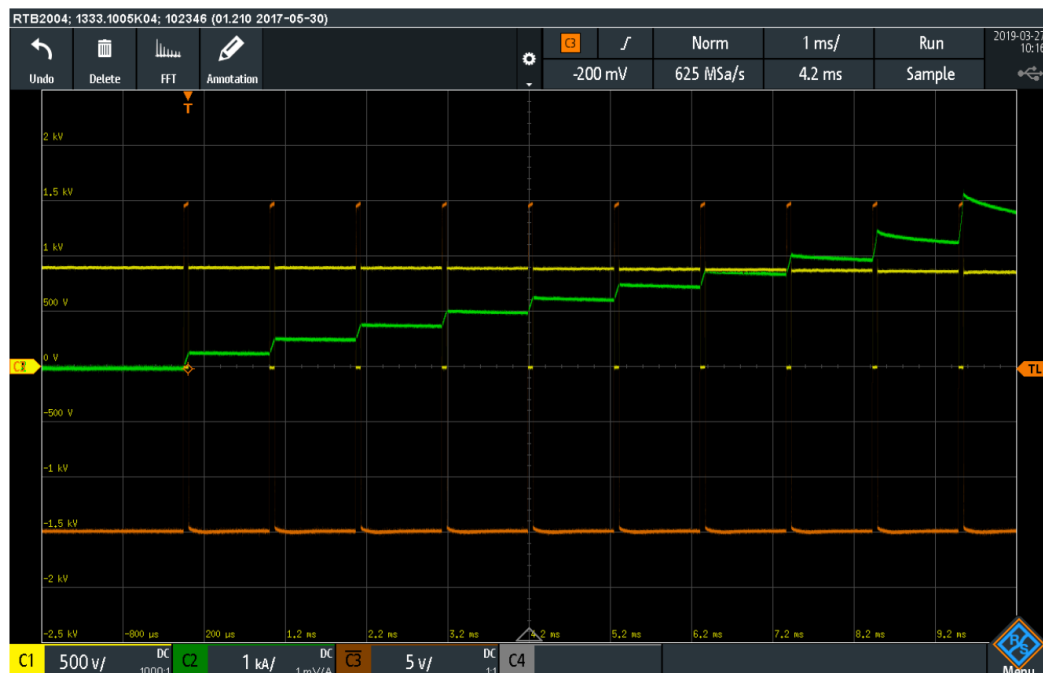
Kuristimen satureituminen johtuu siitä, että kuristimen sydän on kyllästynyt magneettivuosta [27]. Saturaation voi selkeästi havaita kuvan 24 virtamuodosta, jossa kahden viimeisen kytkennän aikana virran kasvu ei ole enää tasaista, koska induktanssi ei pysy enää vakiona. Saturaatiopisteen jälkeen induktanssin arvo pienenee virran funktiona, joka havaitaan virran nopeana kasvuna.

Taulukossa 3 on tarkemmin eritelty tavoitellut virta-arvot ja toteutuneet virta-arvot. Tavoitellut virta-arvot on laskettu niin, että päälläoloaikaa on kasvatettu yhdellä mikrosekunnilla jokaisen kytkennän jälkeen. Tämä luonnollisesti kasvattaa toteutuneen ja lasketun arvon virhettä jokaisen kytkennän jälkeen. Toteutuneet virta-arvot on arvioitu oskilloskoopin mittaaman datan avulla. Lisäksi virhettä laskennallisiin arvoihin tuo se, ettei niissä ole otettu huomioon kaapeloinnin aiheuttamaa induktanssia eikä kuristimen toleransseja. Laskuissa ei ole otettu huomioon myöskään kytkentöjen aiheuttamaa välipiirin jännitteen lievää laskua. Välipiirin jännite laskee jokaisen kytkentäjakson virtapulssin jälkeen hieman. Viimeisen kytkennän aikana jännite laskee noin 850 volttiin. Ennen uutta kytkentäjaksoa jännite latautuu takaisin 900 volttiin. Jännitteen lasku johtuu välipiirin kondensaattoreiden purkautumisesta. Virran kasvaessa ne eivät kykene täysin säilyttämään tavoiteltua jännitetasoa.

Tarvittavat jännite- ja virtatiedot on saatu mittapäiden kautta, jotka on kytketty oskilloskooppiin. Oskilloskooppi on suojattu suojaerotusmuuntajan taakse, jotta se kelluu, eikä piirin kautta pääse syntymään maasulkua oskilloskoopin kautta maihin. Hilajännite on mitattu IGBT-moduuliin kytketyn suoran jännitemittapään kautta. Mittauskanavan tulo on invertoitu, sillä suoran jännitemittapään positiivinen taso on kytketty W-vaiheen apuemitteri-terminaaliin ja negatiivinen taso W-vaiheen apuhila-terminaaliin. Käänteiseen kytkentään on päädytty, koska jännitemittapään kiinnityspäiden, pienen hauenleuan ja mittaruiskun, sijoittaminen invertoidusti muodostaa jämäkemmän kontaktin hila-emitteriin. Koska kyseessä on suora jännitemittapää, on oskilloskooppi kosketussuojattu. Suoran jännitemittapään kautta oskilloskoopin jännitetaso asettuu emitterijännitetasolle, joka vastaa jännitetasolta välipiirin DC<sup>-</sup>-jännitettä.

Taulukko 3: Ylempänä taulukossa on havainnollistettu millainen on laskennallinen kytkentäaikoihin pohjautuva odotettu virran arvo ja mikä on mittausjärjestelmän toteutunut virran arvo. Virran nousun arvo kertoo, kuinka suureksi virta kasvaa kytkennän aikana, kun päälleoloajaksi on määritelty  $60 \mu\text{s}$ . Virran laskennalliset arvot on laskettu kasvattaen päälläolon aikaa 1 mikrosekunnilla jokaisen kytkentäjakson kytkennän jälkeen. Virran lasku kertoo sen mihin arvoon kuormavirta laskee poiskytkennän aikana, kun sen arvoksi on määritetty 1 ms kytkentöjen 1-9 jälkeen. Arvo, johon virta laskee on aina seuraavan kytkennän sytytyksen virta. Kytkennän 10 jälkeen poiskytkentäaika on 1,06 s, jolloin kuormavirta ehtii laskea kokonaan nollaan. Kytkentäjakson ensimmäisen sytytyksen virta on siis 0 ampeeria. Alempana taulukossa on havainnollistettu kytkentöjen virrat sammutuksen ja sytytyksen aikana. Virran arvo on ilmoitettu oskilloskoopin avulla arvioidun todellisen virran ja sitä vastaavan virtamuuntimen kautta mitatun virran avulla. Virtamuuntimen mittaamassa virtatiedossa on paljon virhettä.

kytkentä	Laskennallinen virran nousu	Toteutunut virran nousu	Laskennallinen virran lasku	Toteutunut virran lasku
1	150 A	134 A	147,5 A	129 A
2	300 A	266 A	295 A	256 A
3	450 A	393 A	442,5 A	374 A
4	600 A	515 A	590 A	486 A
5	750 A	627 A	737,5 A	608 A
6	900 A	745 A	885 A	715 A
7	1050 A	857 A	1032,5 A	828 A
8	1200 A	1000 A	1180 A	955 A
9	1350 A	1200 A	1327,5 A	1120 A
10	1500 A	1550 A	0 A	0 A
kytkentä	Mitattu virta, sammutus	Todellinen virta, sammutus	Mitattu virta, sytytys	Todellinen virta, sytytys
1	79 A	134 A	1 A	0 A
2	185 A	266 A	109 A	129 A
3	291 A	393 A	214 A	256 A
4	394 A	515 A	317 A	374 A
5	496 A	627 A	417 A	486 A
6	596 A	745 A	516 A	608 A
7	697 A	857 A	613 A	715 A
8	808 A	1000 A	711 A	828 A
9	953 A	1200 A	820 A	955 A
10	1164 A	1550 A	951 A	1120 A

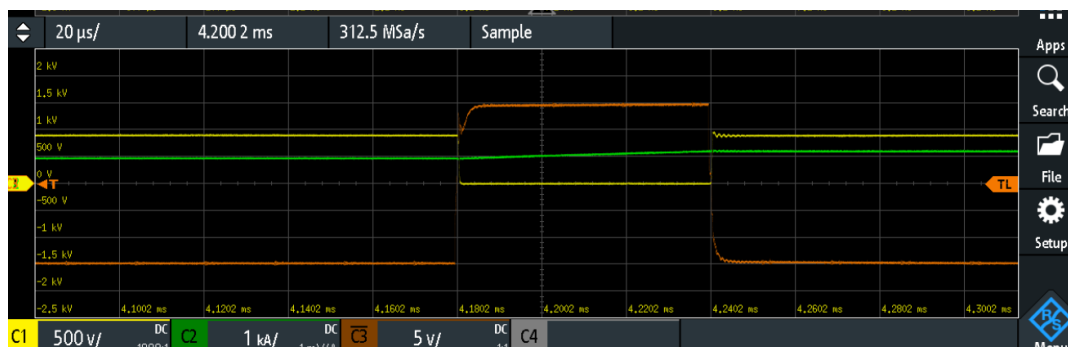


Kuva 24: KytKentäpahtuman käyrämuodot: C1 on tutkittavan IGBT:n yli oleva jännite, C2 on kuormavirta ja C3 on hilajännite. Virtamittapään vaimennus on todellisuudessa 2 mV/A. Oskilloskoopin asetuksista kyseistä arvoa ei voinut valita ilman, että mittaussäilymä olisi mennyt sekaisin. Oskilloskoopissa on mahdollisesti ohjelmointivirhe, joten vaimennus on asetettu 1 mV/A. Saatu mittaustulos täytyy jakaa kahdella, jotta tulos vastaa todellista virran arvoa.

Oskilloskoopilla on mitattu myös IGBT:n yli olevaa jännitettä. Mittaus on tehty Yokogawan 700924, 1400V differentiaalijännitemittapäällä, jonka vaimennussuhde on 1/1000. Jännitemittapään positiivinen pää on liitetty invertterin lähtövaiheeseen. Negatiivinen pää on kytketty välipiirin DC<sup>-</sup>-kiskoon.

Oskilloskoopin kautta on mitattu vielä kuormavirta  $I_L$ . Mittaus on tehty PEM:in rogowski-virtamittapäällä, jonka vaimennussuhde on 2 mV/A. Virtamittapään mitaussilmukka on kytketty invertterimuoduulin ja induktanssin välisen kaapelin ympärille. Virran kulkusuunta on kuvan 22 mukaisesti kohti invertteristä. Tavallisesti virran suunta määritetään niin, että virran katsotaan olevan positiivinen sen kulkusuunnan ollessa pois päin invertteristä. Tässä tutkimuksessa virran kulkusuunta on testijärjestelmän luonteen vuoksi vain invertteristä kohden, joten tämä kulkusuunta on määritetty positiiviseksi virransuunnaksi. Kuten edellä jo mainittiin, on virtamittapään mittaamaa virran arvoa käytetty todellisen kuormavirran määrittämiseen. Taulukossa 3 on esitelty oskilloskoopin kautta mitattu virran arvo kytkentäjaksen eri kytkennöissä. Kuvassa 24 on tarkemmin nähtävillä oskilloskoopinäkymä yhden kytkentäjaksen aikana. Kuva on rajattu näyttämään kytkentäjaksen alkuun ajoittuvien 10 kytkennän käyrämuodot. Kuvassa ei näy kytkentöjen jälkeinen virran lasku.

Oskilloskoopidataa on hyödynnetty myös jokaisen tutkimusajon aikana. Käyrämuotojen on varmistettu olevan kuvan 24 mukaisia. Oskilloskoopin liipaisu on asetettu reagoimaan ensimmäisen kytkennän hilajännitteen nousevasta reunasta. Näin mittauksien aikana on pystynyt varmistumaan, että kytkentäjaksot ovat olleet



Kuva 25: KytKentätaapahtuman käyrämuodot: C1 on tutkittavan IGBT:n yli oleva jännite, C2 on kuormavirta ja C3 on hilajännite. Suurennos on tehty kytKentäjakson viidennestä kytKennästä. Virtamittarin vaimennus on todellisuudessa 2 mV/A. Oskilloskoopin asetuksista kyseistä arvoa ei voinut valita ilman, että mittausnäkyvä meni sekaisin. Oskilloskoopissa on mahdollisesti ohjelmointivirhe, joten vaimennus on asetettu 1 mV/A. Saatu mittaustulos täytyy jakaa kahdella, jotta tulos vastaa todellista virran arvoa.

keskenään likimain samankaltaisia ja IGBT-moduulin ohjaus on pysynyt kunnossa. Samalla on otettu kuvan 25 mukainen tarkempi raja-  
aus viidennen kytKennän ajalta, jotta nähtäisiin yksityiskohtaisemmin kytKentätaapahtuman käyrämuodot. Virta on mitattu kuormavirrasta, joten mittausdatasta ei saa laskettua kappaleen 2.5.1 mukaisesti tarkkaa kytKentäviivettä ja -aikaa. Oskilloskooppimittauksella on saatu kuitenkin paremmin esiin todellinen kytKentäkäyttäytyminen, ilman piirin kautta muodostuvia viiveitä.

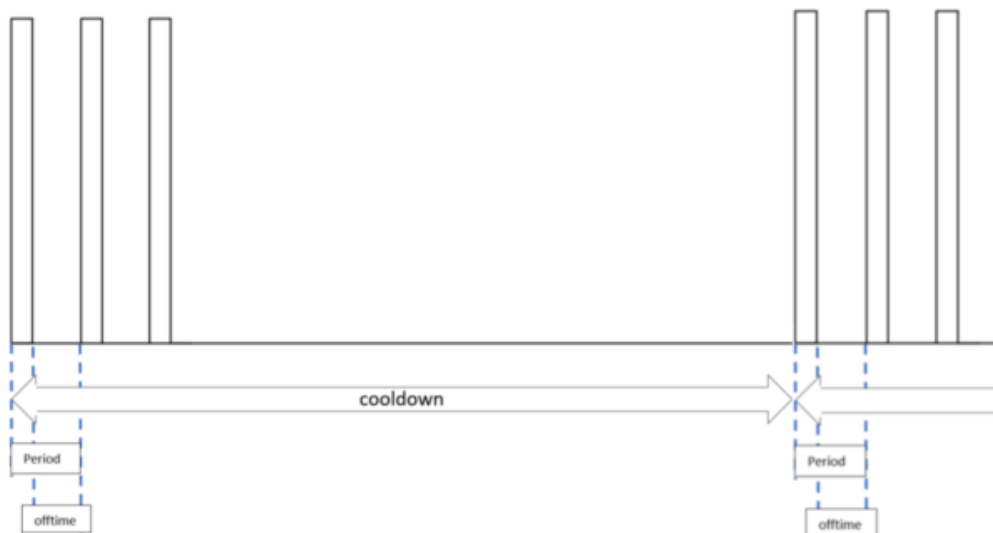
Oskilloskooppidata on tallennettu tutkimusajon aikana heti mittauksen alussa lämpötilan ollessa huoneenlämpöinen ja sen jälkeen lämpötilapisteissä 30 °C, 45 °C, 65 °C ja 75 °C. Lämpötila on mitattu jäähdytyselementin läpi poratun termoparin avulla. Pohjalevyn lämpötila on ollut pari astetta kuumempi kuin NTC:n kautta mitattu lämpötila. Termoparin lämpötila on mitattu Fluke 52II Thermometer -mittalaitteella. Termoparin kautta mitattua lämpötilaa ei ole tallennettu, vaan se on toiminut mittauksien aikana lämpötilatietona. Oskilloskoopin kautta mitattua dataa ei tämän työn puitteissa käsitellä ja analysoida kokonaisuudessaan.

Tutkimuksessa on haluttu saada näkyviin kytkeytymisaikojen lämpötilariippuvuus. IGBT-moduuli on ollut kiinni jäähdytyselementissä, mutta invertterin puhallinta ei ole käytetty. Luonnollinen tuulettuminen oli kuitenkin sen verran voimakasta, että IGBT-moduulin omat häviöt eivät riittäneet kasvattamaan lämpötilaa riittävästi. Siksi invertterimoduuliin on laitettu lämpöeristettä hidastamaan lämmön haihtumista. Lisäksi lämpöä on tuotettu erillisellä Makitan HF551VK 230V lämpöpuhaltimella. Puhallin on asetettu toiminaan teholla 3. Puhallin on asetettu kuten kuvassa 23 pöydän oikeanpuoleisessa reunassa. Puhallus on kohdistettu tyhjänä olevaan jäähdytyselementtiin. Jäähdytyselementin kautta lämpö on kulkeutunut jäähdytyselementin toiselle puolelle nostaen myös tutkittavan IGBT:n jäähdytyselementin jäähdytysilmaa. Puhallin lämmittää myös korttipakkatilaa, mutta etukäteismittauksilla on varmistettu, ettei korttien lämpö nouse yli 60 °C. Suoralla lämpökarvalla on tutkittu myös etukäteen, ettei puhaltimen tuottama lämpö ole suoraan puhalluksen alueella liian kuuma ja paloturvallisuusmääräykset täyttyvät [28].

Kuten kuvasta 23 huomaa, on korttipakka peitetty. Peite toimii jännitesuojana. Sen suojausraja on 1000V asti. Lisäksi se on ollut osana estämässä lämmön haihtumista.

## 4.2 Ohjauslogiikka ja kytkentäaikojen laskurit

Tarkastellaan seuraavaksi miten ohjauslogiikka ja kytkentäaikojen laskurit on toteutettu. Tavallisesti invertteriä ohjataan ohjauspaneelin kautta. Nyt ohjaus on tapahtunut tietokoneella hallittavan diagnoosityökalun kautta, jonka kautta myös mittaustulokset on tallennettu. Mittaus- ja ohjauslogiikka on toteutettu digitaalisen mikropiirin FPGA:n (*Field-Programmable Gate Array*) avulla, joka fyysisesti sijaitsee piirikortilla. Ohjelmointikielenä on käytetty VHDL-kieltä (*Very-high Speed Integrated Circuit Hardware Description Language*). Kielellä on kirjoitettu logiikkatoiminnallisuus, joka toimii kellotaajuudella 80 MHz, jolloin kellojakson pituus on 12,5 ns. VHDL-kielellä kirjoitettu ohjelma suoritetaan aina oletusarvoisesti rinnakkaisesti. Kielellä on mahdollista suorittaa koodia myös peräkkäin, mutta tässä työssä on hyödynnetty kielen ominaisuutta suorittaa prosesseja rinnakkain.[29]



Kuva 26: Ohjauslogiikan toimintaperiaate: kunkin aikamäärän pituus ja kytkentöjen määrä  $n_{sw}$  yhden kytkentäjakson aikana määritetään ennen testin aloittamista. *Cooldown* määrittää yhden kytkentäsyklin pituuden. Kuvassa yhden kytkentäsyklin aikana on 3 kytkentää. Kytkennät sijoittuvat *cooldown*-jakson alkuun. *Period*- ja *offtime*-aikamääreillä määritetään päällä- ja poisolon suhde. Logiikka toistaa kytkentäsykliä niin kauan, että kytkentäsykli ohjataan pois päältä. Lopullisessa tutkimusajossa aika- ja ohjausparametrit ovat olleet:  $n_{sw} = 10$ ,  $period = 1,06$  ms,  $offtime = 1$  ms ja  $cooldown = 1,065$  s.

Ohjaukseen käytetty logiikka löytyy liitteestä A. Ohjaus tapahtuu kuvan 26 mukaisesti. Kuva havainnollistaa hilajännitteen käyttäytymistä. Hilajännitteen käydessä ylhäällä IGBT on ohjattu päälle. Koko ohjausjakso on nimetty nimellä *cooldown*. Sen avulla määritetään kytkentäjakson pituus. Aika edellisen kytkennän alusta seuraavan alkuun on nimeltään *period*. Aika, jolloin IGBT:n läpi ei kulje virtaa on nimeltään *offtime*. Parametrilla  $n_{sw}$  määritetään kuinka monta kytkentää yhden ohjausjakson

aikana tehdään. Jos  $n\_sw$  on asetettu nolaksi, IGBT ei kytke. Kuvassa 26 kytkentöjä on kolme. Logiikkaan on muodostettu myös laskuri  $k\_ctr$ , jonka avulla oli tarkoitus kasvattaa *period*-aikaa jokaisen kytkentäsyklin kytkennän jälkeen, jotta offtime-ajan aikana tapahtuva virran lasku olisi kompensoitu. Lopullisessa ohjauslogiikassa  $k\_ctr$  arvoksi on asetettu nolla. Se on kirjoitettu logiikkaan kuitenkin mahdollista myöhempää käyttöä varten. Toteutunut aikatazon kytkentäkuvio on helpoin hahmottaa oskilloskoopin tallentaman kuvan 24 avulla. Lopullisessa tutkimussyklissä asetetut aika- ja ohjausparametrit ovat olleet  $n\_sw = 10$ ,  $period = 1,06$  ms,  $offtime = 1$  ms ja  $cooldown = 1,065$  s.

Ohjauslogiikan aikaparametrit on toteutettu kellotaajuutta hyödyntävinä laskureina. Laskurijakson jälkeen laskuri nollautuu ja laskuri aloittaa alusta. Ohjaussignaali *con* annetaan IGBT:lle kytkentäohjeeksi syklin aikana. Kun IGBT:n halutaan johtavan virtaa  $con = 1$  ja kun IGBT on sammutettu  $con = 0$ . Kuvan 26 mukaista syklijaksoa toistetaan, kunnes  $n\_sw$  ohjataan nolaksi tai sähköit sammutetaan.

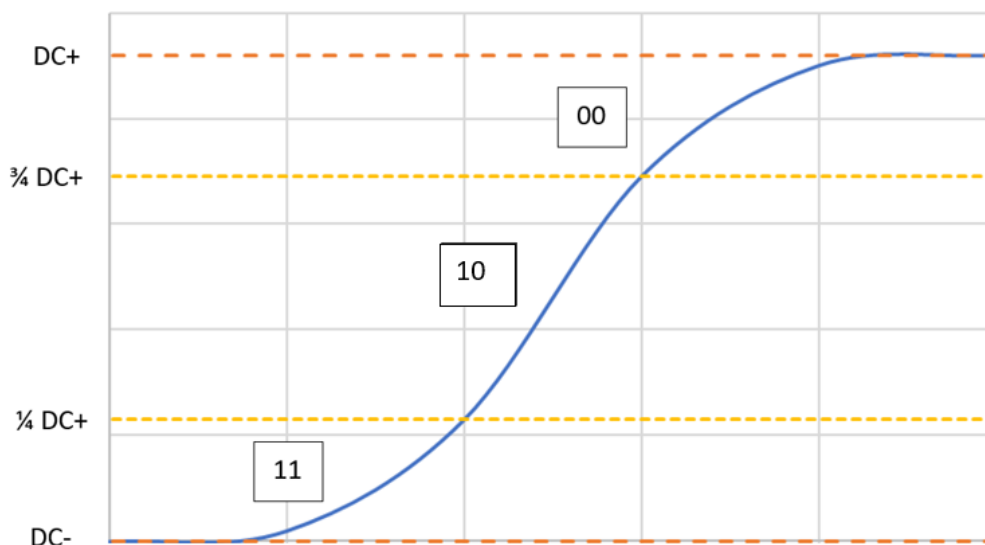
Kytkentäaikojen laskurit perustuvat kahteen toisistaan riippumattomaan jännitteen takaisinkytkennän tietoon: desaturaatio- ja status-mittaukseen. Lisäksi on tallennettu kytkentöjen virta, joka on saatu invertterin virtamuuntimella lähtövaiheen virrasta eli kuormavirrasta  $I_L$ . Virtatieto on tallennettu juuri ennen jokaista IGBT:n sytytystä tai sammutusta, jolloin tuloksista voidaan nähdä virran vaikutus mittaustuloksiin. Jostain syystä invertterimoduulin virtamuunnin mittasi virran virheellisesti. Virran arvo oli todellisuudessa isompi, kuin virtamuuntimen mittaama virta. Taulukossa 3 on havainnollistettu mitatun virran arvoa toteutuneeseen virran arvoon.

Piirikortin kautta on saatu myös NTC-lämpötilatieto. NTC-lämpö muuttuu hitaammin ja se on siksi tallennettu kytkentäjakson viimeisimmän eli kymmenennen sammutuksen yhteydessä. Laskentalogiikka on riippumaton virtamittauksesta ja lämpötilamittauksesta. Mittauslogiikkaan on rakennettu myös ajalaskuri, jotta tulokset voidaan tarvittaessa esittää ajan funktiona. Yksi tutkimusajo kesti noin 55 minuuttia. Tässä työssä mittaustulokset on esitetty NTC-lämpötilan funktiona.

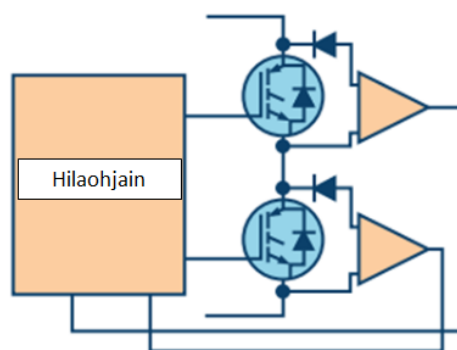
Status-mittaus perustuu IGBT:n yli olevan jännitteen ja referenssijännitteen vertailuun komparaattoreiden avulla. Piirikortilla on välipiirin jännitteen mittaus, joka vastusketjun avulla skaalataan pienempään jännitetasoon. IGBT:n yli olevan jännitteen tilaa seurataan statusbittien avulla. Tilabitit vaihtavat tilaa IGBT:n yli olevan jännitteen muuttuessa isommaksi tai pienemmäksi kuin asetetut raja-arvot. Raja-arvoina käytetään tässä työssä 3/4 ja 1/4 välipiirin  $DC^+$ -jännitteestä. Kuvassa 27 on havainnollistettu statustilabittien arvoja jännitteen eri alueissa. Tässä työssä päätettiin tutkia jännitetasotietoja niin, että laskuri status1 tutkii jännitteen muutosaikaa sammutuksessa tilasta 11 tilaan 00 tai sytytyksessä toisinpäin tilasta 00 tilaan 11. Laskuri status2 laskee jännitteen muutokseen kuluvaan aikaan sammutuksessa tilasta 11 tilaan 10 tai sytytyksessä tilasta 00 tilaan 10. Molemmat status-laskurit toimivat samanlaisella logiikalla. Sytytyksessä laskurit aloittavat laskennan, kun IGBT ohjataan päälle. Laskuri laskee kuluvaan aikaan niin pitkään, että statustiedon tilabitit vaihtavat tilaansa. Sammutus toimii vastaavanlaisella logiikalla, mutta nyt laskennan liipaisimena toimii IGBT:n sammutuskäsky.

Desaturaatiomittausta käytetään tavanomaisesti oikosulkusuojaukseen tai alentu-





Kuva 27: Status-mittauksen tilabittien alueet: Tilatieto 00 saadaan, kun IGBT:n yli oleva jännite on suurempi kuin  $3/4$  välipiirin  $DC^+$ -jännitteestä. Tilatieto 11 saadaan, kun IGBT:n yli oleva jännite on pienempi kuin  $1/4$  välipiirin  $DC^+$ -jännitteestä. Tilatieto 10 saadaan, kun jännite on tila-alueiden 00 ja 11 välissä.



Kuva 28: Desaturaatiomittauksen periaatekuva. [30]

neen hilajännitteen havainnointiin. Desaturaatiomittauksen nimitys tulee siitä, että IGBT:n toimiessa oikein sen sanotaan olevan päällekytkennän aikana saturaatioalueella. Kuvassa 7 on havainnollistettu saturaatioaluetta ja aktiivialuetta. Aktiivialueelle ajatuessa IGBT:n häviöt kasvavat merkittävästi, mikä voi johtaa vikaantumiseen. Kuvasta nähdään myös kuinka paljon hilajännitteellä on vaikutusta IGBT:n toimintaan. Desaturaatiomittaus hyödyntää IGBT:tä itseään virtaa mittaavana komponenttina. Kuvassa 28 on esitetty periaatekuva mittauksesta. Mittauspiirin diodit varmistavat, että IGBT:n kollektori-emitterijännitettä tarkkaillaan vain IGBT:n johtaessa virtaa, eli silloin kun IGBT on kytketty päälle. Diodien läpi kulkee silloin pieni vuotovirta. Päälläolon aikana jännite IGBT:n yli on tyypillisesti noin 1-4 V. Mahdollisen oikosulun aikana IGBT:n läpi kulkeva virta kasvaa ja IGBT ajautuu aktiivialueelle eli desaturaatioon. Aktiivialueella kollektori-emitterijännite nousee nopeasti, joka



Taulukko 4: IGBT-moduulien ikäännyttämissuunnitelma

Testi-komponentti	Ikäännyttämismenetelmä	ensimmäinen ikäännytytys	toinen ikäännytytys	kolmas ikäännytytys
CUT1	passiivisyklus -40 °C - +140 °C	150 sykliä	300 sykliä	500 sykliä
CUT2	tehosyklus, alahaaran IGBT	hajonnut liitoslanka	hajonneita liitoslankoja	useita hajonneita liitoslankoja
CUT3	passiivisyklus -40 °C - +140 °C	150 sykliä	300 sykliä	500 sykliä

havaitaan desaturaatiomittauksen avulla. Tieto IGBT:n siirtymisestä desaturatioon välitetään prosessorille. Desaturaatiomittauksen kynnyksjännitteeksi asetetaan yleensä noin 7-9 V.[30]

Tässä työssä desaturaatitietoa on hyödynnetty kertomaan, milloin IGBT:n yli oleva jännite on laskenut saturaatioon ja IGBT kytkeytynyt päälle tai toisin päin. Mittaus desat1 seuraa alahaaran desaturaatitietoa ja mittaus desat2 ylähaaran desaturaatitietoa. Ylähaaran desaturaatitieto haluttiin mukaan tutkimukseen, jotta nähdään onko mittauksessa eroa virran kommutoituessa alahaaralta ylähaaralle tai toisinpäin. Perusidea on samanlainen molemmissa laskurilogiikoissa. Laskuri tarkkailee desaturaatitilatieon bitin arvoa. Laskenta aloitetaan, kun IGBT:lle annetaan sytytys- tai sammutuskäsky ja laskuri lopettaa laskennan kun desaturaatiosta kertova bitti vaihtaa tilaansa.

### 4.3 Mittausjärjestelyt ja ikäännyttäminen

Tämän tutkimustyön kannalta on ollut oleellista tietää tutkittavien IGBT-moduulien kunto. Joten varsinaisen tutkimusajon lisäksi päätettiin toteuttaa tukimittauksia, joita olivat akustinen mikroskopia, käyräpiirturimittaukset ja tuplapulssitestierimitaukset. Taulukossa 4 on esitetty tutkimuskomponenttien, CUT (*Component Under Test*), ikäännyttämissuunnitelmat. Testausprosessi on pidetty samanlaisena. Ennen ajoa tutkimusjärjestelmässä tutkimuskomponenteille on tehty tukimittaukset ja niihin on uusittu lämmönsiirtorasva. Rasvaus on toteutettu tuotannossa samalla rasvausmenetelmällä, jota käytetään asiakaslaitteiden kohdalla. Jokaisen ikäännytyksjakson jälkeen sama testiprosessi on suoritettu uudelleen ja tutkimuskomponenttien rasvaus uusittu. Näin on saatu luotua mahdollisimman laadukas ja toistettavissa oleva testausmenetelmä, jolloin saman tutkimuskomponentin eri mittauskertoja on voitu luotettavasti verrata toisiinsa.

#### 4.3.1 Akustinen mikroskopia

Sonoscan® on akustiseen mikroskopiaan perustuva mittalaite, jolla on helppo tutkia testikomponenttien sisäistä rakennetta. Toiminta perustuu ultraäänien heijastumi-

seen rajapinnoissa. Akustinen kuvaus ei vaurioita tutkittavaa komponenttia. Mittaus tehdään kuitenkin veden alla, joten ennen kuin komponenttia voi käyttää sähköisesti, on varmistuttava, että se on kuivunut kunnolla. Kuvaus tehdään veden alla, sillä ääni kulkeutuu paremmin nestemäisessä väliaineessa kuin ilmassa.[31] Kuvasa 29 on akustisen mikroskopian testausnäkyä Sonoscan-laitteella toteutettuna. Kuvausrajapinnoiksi on valittu systeemijuotos, substraattikerros ja liitoslankojen kiinnittymisrajapinta emitteriin. Tämän työn tutkimus on toteutettu valitsemalla kuvausmuunttimeksi SK15/0752.

Systeemijuotoksen kuvat antavat hyvää tietoa pohjalevyn ja substraatin kuparin välisestä juotosrajapinnasta. Tavallisimmat ilmiöt, jotka tähän kerrokseen ilmaantuvat ikääntymisen myötä, ovat juotoksen delaminoituminen ja aukkojen muodostuminen. Juotosrajapinnan huononeminen johtaa IGBT-moduulin rakennekerrosten lämpötilan nousuun, kun lämmönsiirtymisen pinta-ala pienenee. Aukkojen muodostuminen on erityisen kriittistä silloin, kun ne muodostuvat IGBT- tai diodisirujen kohdalle, heikentäen lämmön pois johtumista.[31]

Substraattikuvista pystyy näkemään jos substraattiin tulee halkeamia. Halkeamat substraatissa voivat heikentää substraatin eristävää ominaisuutta ja johtaa komponentin läpilyöntiin.[31] Tämän työn osalta ikäännättämismenetelmät ovat sellaisia, että halkeamia ei odoteta syntyvän.

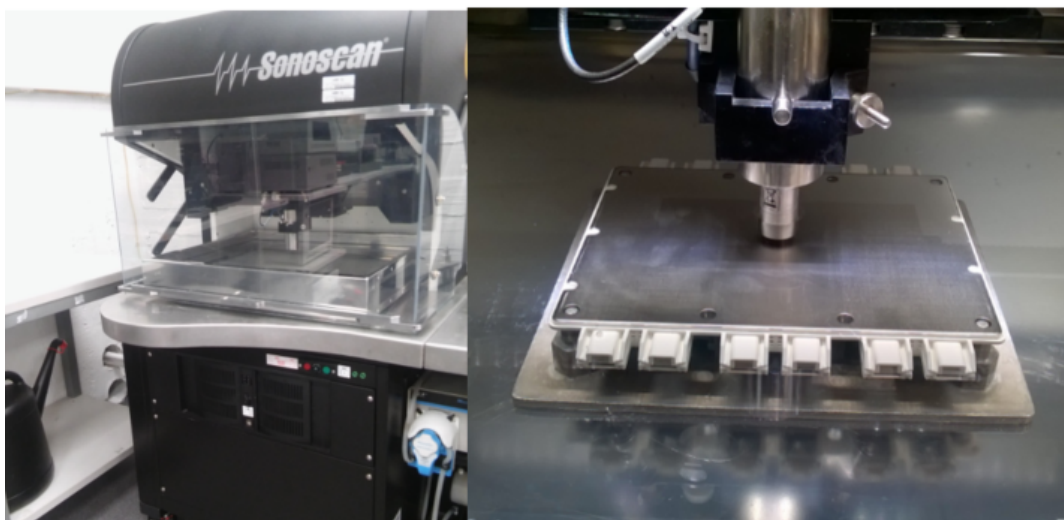
Liitoslankojen kiinnittymisrajapinnasta emitteriin nähdään liitoslankojen kontaktin heikkeneminen ja irtoaminen. Rajapinnasta näkee myös jos substraatin ja sirujen välinen juotos on lähtenyt delaminoitumaan. Liitoslankojen irtoaminen näkyy puuttuvana pisteenä liitoksen kohdalla. Liitoksen heikkeneminen näkyy liitospisteen pinta-alan pienentymisenä.[9]

Koska kuvaus tehdään pohjalevyn puolelta siruliitoskuvat voivat olla suttuisia tai peittyneitä aiempien rakennekerrosten muutoksien taakse. Muutokset saavat ääniaallon heijastumaan vääristyneesti.[31] Arviointia liitoslankojen kunnosta ei tällöin kyetä tekemään. Liitoslankojen kunnan tarkempi analysointi vaatisi IGBT-moduulin avaamisen, jota ei tämän työn puitteissa ole mahdollista toteuttaa. Puolijohdepalan sisäisiä PN-rajapintoja ei ole mahdollista kuvata akustisella mikroskopiolla.[9]

### 4.3.2 Käyräpiirturi

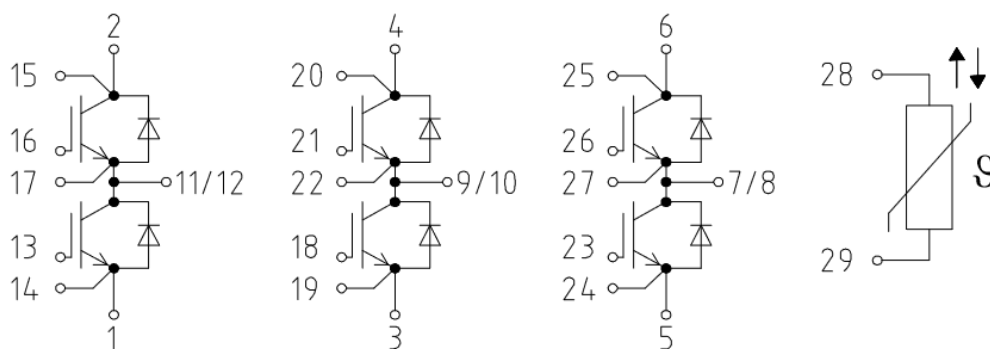
IGBT-moduulin syvällisempi sähköinen analyysi voidaan toteuttaa käyräpiirturilla. Käytetty käyräpiirturi on Keysight B1506A. Laitteella saadaan tarkkaa tietoa IGBT-moduulin kunnosta. Käyräpiirturilla voidaan tutkia esimerkiksi kynnysjännitteen muutoksia, vuotovirtoja, lähtövirran muutoksia hila-emitterijännitteen funktiona ja IGBT:n rakenteellisia kapasitansseja. Käyttämättömien IGBT-moduulien käyräpiirturimittauksilla voidaan varmistua, että mitatut tulokset vastaavat valmistajan datalehdessä ilmoittamia arvoja.

Tämän tutkimuksen mittauksiksi on valittu IGBT:n ja diodin päästöjännitemittaus, hila-emitterin ja kollektori-emitterin vuotovirran mittaus, hilan kynnysjännitteen mittaus, kollektori-emitteri saturaatiojännitteen mittaus, hilaresistanssin mittaus ja kapasitanssien mittaus. Tärkeimmät mittaukset ovat päästöjännitemittaukset, joilla saadaan lähtövirta kollektori-emitterijännitteen funktiona. IGBT:n



Kuva 29: Akustinen mikroskopia: vasemmalla kuvassa on Sonoscan-mittalaite ja oikealla on lähempi näkymä mittaustilanteesta

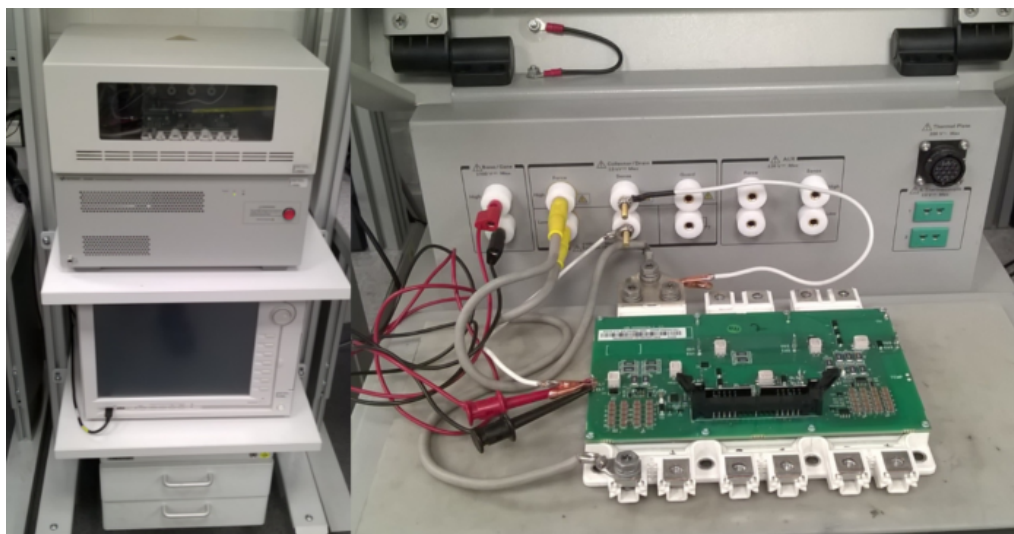
osalta käyrään vaikuttaa merkittävästi hila-emitterijännite, joten päästöjännite on mitattu useammalla hilajännitteen arvolla. Yleisesti IGBT:n päästöjännitekäyrä antaa arvokasta tietoa mm. IGBT:n kytkeytymisominaisuuksista, johtotilan häviöistä, toimintatilasta sekä aktiivi- ja saturaatioalueen välisestä rajasta. Diodin päästöjännitekäyrän oleellisin tieto on siitä laskettava diodin johtohäviö. [9] Tässä työssä päästöjännitemittaustuloksia on vertailtu eri mittauskertojen välillä. Käytetyt mittauspisteet ovat nähtävillä mittaustuloksien yhteydessä.



Kuva 30: IGBT-moduulin piirikaavio

Käyräpiirturimittaukset on tehty IGBT-moduulin jokaiselle ylä- ja alahaaralle erikseen. Tämän työn puitteissa vain alahaaran mittaustuloksia on analysoitu. Samalla mittauskytkennällä piirturi pystyy mittamaan saman vaiheen ylä- tai alahaaran diodin ja IGBT:n käyrät. Kuvassa 30 on esitetty tutkitun IGBT-moduulin terminaalit. Pääterminaaleja edustavat 1, 2 ja 11/12 ja aputermiinaaleja 13-17. Vaiheet ovat identtiset, joten muiden vaiheiden apu- ja pääterminaalit ovat vastaavat. Pääterminaalien kautta ajetaan virta. IGBT ohjataan päälle kytkemällä hilajännite terminaalien 16 ja 17 välille (ylähaara) tai terminaalien 13 ja 14 välille (alahaara).

Jännitemittapää kytketään ylähaaran osalta aputermiinaaleihin 15 ja 17. Alahaarassa mittapää kytketään päätermiinaalin 11/12 ja aputermiinaalin 14 välille. Kuvassa 31 on oikealla kuva käyräpiirturista ja vasemmalla U-vaiheen alahaaran mittauskytkentä.



Kuva 31: Käyräpiirturi: vasemmalla kuvassa on mittalaite ja oikealla on esitetty mittauskytkentä U-vaiheen alahaaran eli alahaaran 1 mittauksesta

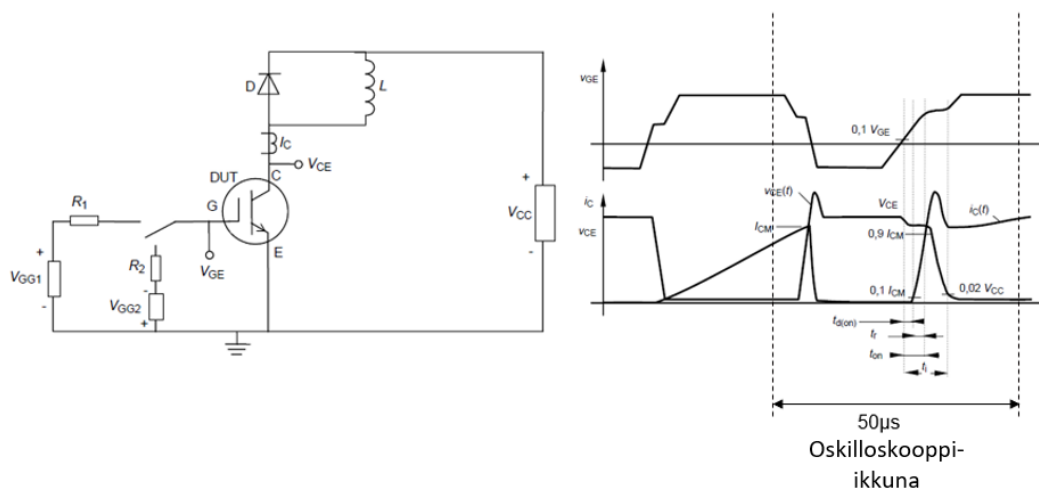
Tavanomaisesti käyräpiirturitestit tehdään pelkälle IGBT-moduulille. Tässä työssä mittaukset on tehty adapteri-piirikortin kanssa, mikä vääristää hiukan joitakin mittaustuloksia. Piirikortti on oleellinen osa tuplapulssitestistä ja ilman sitä testiajo tutkimusjärjestelmällä ei onnistuisi. Piirikortti on kiinni IGBT-moduulissa ruuveilla ja juotosten avulla. Sen edestakainen kiinnittäminen ja irrottaminen olisi voinut johtaa kortin vakavaan vaurioon, joten adapterikortti päätettiin pitää kiinni IGBT-moduulissa koko tämän tutkimuksen ajan. Kortin aiheuttamaa vääristymää havaitaan esimerkiksi hilan vuotovirtamittauksissa ja kapasitanssimittauksissa  $C_{ies}$ ,  $C_{oes}$  ja  $C_{res}$ . Piirikortin kapasitanssit vaikuttavat tuloksiin, joten todellisia arvoja ei pystytä mittaamaan. Myös saturaatiojännitteen arvo on viallinen, joten sen seuraaminen ei ole tarpeellista tässä tutkimuksessa. Tässä työssä käyräpiirturin mittauksien tärkein ominaisuus on saada tietoa, kuinka paljon IGBT-moduulien sähköisiin arvoihin tulee muutoksia ikääntymisen myötä.

Vaurioituneen IGBT-moduulin mittaamisessa käyräpiirturilla pitää aina olla varovainen. Aina ensin on syytä mitata vuotovirrat. Jos niiden arvot ovat poikkeavan suuria voi se kielä moduulin sisäisistä oikosuluista tai suuri-impedanssisista vaurioista. Jos vuotovirrat ovat kasvaneet liian suuriksi, ei testiä käyräpiirturilla saa jatkaa. Tämä voi johtaa komponentin suurempaan vaurioitumiseen.[9] Tässä työssä tutkimuskomponentteja on ikäännytetty niin, etteivät niihin muodostuneet vauriot oletetusti aiheuta mainittuja vikoja. Kuitenkin käyräpiirturitestin alussa on tehty vuotovirtamittaus yhdessä toimintapisteessä, jotta on varmistuttu IGBT-moduulin kunnosta.

### 4.3.3 Tuplapulssitesteri

Tuplapulssitesterimittaukset ovat hyvin lähellä tutkimusjärjestelmällä tehtäviä mittaauksia. Myös tutkimuspiiri on melkein identtinen. Kuvassa 32 on tuplapulssitesterin mittausskaavio ja mittausnäky. Testattava laite, DUT (*Device Under Test*) eli tässä tapauksessa testattavan komponentin alahaaran IGBT on kytketty piiriin, jossa kuormana on kuristin. Kuristimen induktanssi voidaan valita manuaalisesti kuudesta eri ilmasydämisestä kuristimesta. Mittausohjelma on automatisoitu kertomaan, mikä kuormakuristin tarvitaan eri mittauspisteille. Tuplapulssitesteriä voidaan käyttää kytkentäviiveiden, kytkentäaikojen ja kytkentähäviöiden laskemiseen. Tässä työssä testeriiä on käytetty mittaamaan kytkentäviiveitä ja -aikoja mahdollisimman tarkasti. Käyrämuodot on tallennettu kahden nelikanavaisen nopean oskilloskoopin avulla. Kalibraation avulla testistä on saatu äärimmäisen tarkka ja toistettava.[32]

Tässä työssä tutkitut IGBT-moduulit toimivat kahdella ohjaussignaalinalla. Kahden ohjaussignaalin etuna on, että IGBT:n kytkentäominaisuuksiin saadaan sytytyksen ja sammutuksen lisäksi esimerkiksi tila pehmeäsammutukselle. Pehmeäsammutus täytyy tehdä esimerkiksi oikosulkutilanteissa, ettei hajainduktanssista johtuva jännitetransientti nouse liian korkeaksi. Tuplapulssitesteriä ei ole alun perin suunniteltu yhteensopivaksi IGBT-moduulien kanssa, joissa on kaksi ohjaussignaalia. Laitteeseen on tehty pieniä muutoksia, jotta myös kahden ohjaussignaalin IGBT-moduulit on kyetty mittaamaan. Tämän työn aikana mittalaite meni epäkuntoon mittauksissa, joihin vaadittiin kaksi ohjaussignaalia. Tuplapulssitesterillä saadut tulokset löytyvät vain osittain. Jokainen testikomponentti on testattu uusina. Testikomponentit 1 ja 2 on saatu mitattua vielä toistamiseen ensimmäisen ikääntymisen jälkeen. Tulosten tarkastelu on rajattu komponentteihin 1 ja 2 niiden vertailtavuuden vuoksi.



Kuva 32: Tuplapulssitesterin piirikaavio ja kytkentäkäyrät

Tuplapulssitestit on toteutettu kolmessa eri lämpötilassa: 25 °C:ssa, 75 °C:ssa ja 125 °C:ssa. Kussakin lämpötilassa mittausvirrat ovat olleet: 250 A, 750 A, 900 A, 1050 A, 1200 A, 1350 A ja 1500 A. Virta on jakautunut IGBT-moduulin kolmen vaiheen kesken. DC-jännite on asetettu 900 volttiin. Lämpötilan säätö on toteutettu

lämpölevyllä, jonka päälle IGBT-moduuli on asetettu. Mittauspisteiden valintaan on päädytty, koska tuloksista on haluttu nähdä mahdollinen lämpötilariippuvuus. Lisäksi on haluttu nähdä kytkentäaikojen ja -viiveiden virtariippuvuus.

#### 4.3.4 Passiivinen lämpösyklus

Passiivinen lämpösyklus on tehty lämpöshokkikaapissa, Espec TSA-303EL. Testikomponentit on asetettu kaappiin. Mitään ulkoisia kytkentöjä ei ole tehty. Yhden testisyklin aikana kaapin lämpötila on ollut ensin 30 minuuttia  $+140\text{ }^{\circ}\text{C}$  ja sen jälkeen 30 minuuttia  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Välissä tapahtuva lämpötilamuutoksen nopeus on ollut  $2\text{ }^{\circ}\text{C/s}$ . Testi on rasittanut testikomponenttien systeemijuotosta. Juotoksen muutokset on voitu todentaa akustisella mikroskopiolla.[33]

Passiivisyklus on tehty kahdelle tutkimuskomponentille. Taulukossa 4 on esitetty tutkimuskomponenttien ikäännytyssuunnitelma. Ensimmäisessä syklauksessa komponentit 1 ja 3 ikäänntyivät kaapissa 150 sykliä. Toisen ikäännytyksjakson aikana syklausta jatkettiin 150 syklin verran, jolloin todellinen sykliarasitus komponentille oli 300 sykliä. Viimeinen ikäännytyks kesti 200 syklin verran, jolloin komponenttien todellinen altistus passiivisykluslauseksi oli 500 sykliä.

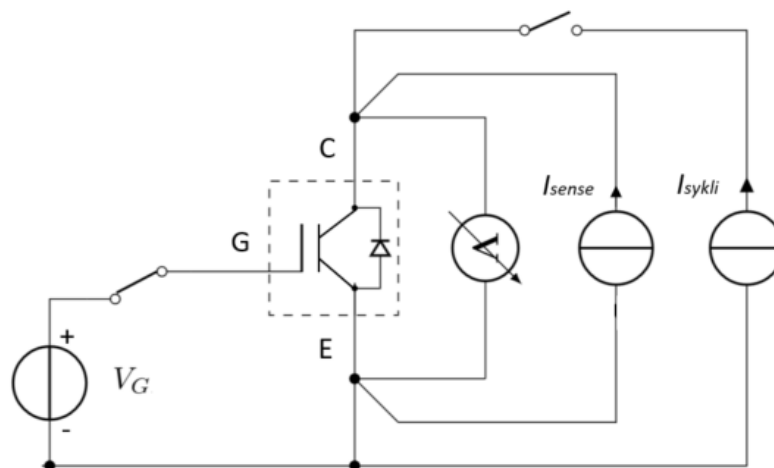
#### 4.3.5 Tehosyklus

Tehosyklus on toteutettu Mentor Graphicsin ® MicRed Industrial Power Tester™-laitteella. Tehosyklatus tutkimuskomponentin 2 ikäännytyssuunnitelma on esitetty taulukossa 4. Ikäännytyks perustuu siihen, että testikomponentin läpi ajetaan virtaa hetken ajan, jolloin komponentin liitoslämpötila kasvaa. Tämän jälkeen virta katkaistaan ja komponentin annetaan jäähtyä. Tässä tutkimuksessa testisykliksi on valittu 3 s virtaa, jonka jälkeen komponentti on jäähtynyt 3 s. Komponentti on ollut kiinnitettynä jäähdytyslevyyn, jonka lämpötila on ollut  $10\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Sykli on saanut aikaan ison lämpötilan muutoksen tutkimuskomponentissa.

Tehosyklauksen aikaansaama rasitus kohdistuu erityisesti liitoslankoihin sekä sirun ja substraatin väliseen juotosrajapintaan. Testilaitteessa on käytössä kolme identtistä ohjauskanavaa. Yhden ohjauskanavan kautta ohjataan testivirtaa  $I_{sykli}$ , mittausvirtaa  $I_{sense}$  ja hilajännitettä  $V_G$  sekä mitataan jännite  $V_{CE}$ . Tämän työn tutkimusosuuden IGBT-moduulissa on kolme vaihetta, joista kutakin on ohjattu ja mitattu yhden ohjauskanavan kautta. Tehosyklaukseen on valittu ajan rajallisuuden vuoksi vain yksi tutkimuskomponentti. Tämä johtuu siitä, että testerillä pystyy syklaamaan vain yhtä Econopack-IGBT-moduulia kerrallaan.[34]

Mittauspiiri on kuvan 33 mukainen. IGBT-moduulin hilajännite pidetään testin aikana jatkuvasti päällä. Tässä tutkimuksessa hilajännitteen arvo on asetettu  $+15$  volttiin. Komponentin läpi kulkevaa virtaa  $I_{sykli}$  katkottaan määritellyn syklin mukaisesti. Liitoslämpötila  $T_j$ :n mittaus perustuu  $V_{CE}$ :n mittaukseen, joka mitataan jatkuvasti päällä olevan mittausvirran  $I_{sense}$  avulla. Ennen varsinaista syklausta testikomponentti kalibroidaan. Kalibraatiossa testikomponentin yli olevaa  $V_{CE}$  jännitettä mitataan lämpötilan funktiona pienellä mittausvirralla  $I_{sense}$ .

Työssä käytetty testausjärjestelmä koostuu kahdesta lämpölevystä. Toinen näistä on tarkempi ja stabiilimpi ja siten soveltuva kalibrointiin. Kalibraatiossa testikompo-



Kuva 33: Tehosyklaajan mittauspiiri, muokattu lähteestä [35]

nentin lämpötila saadaan vakioitua haluttuihin lämpötilapisteisiin lämpölevyn avulla. Tässä työssä kalibraatio on tehty 10 °C:n välein lämpötilavälillä 10-150 °C. Kalibraatio on tehty jokaiselle IGBT-moduulin kolmelle vaiheelle erikseen. Testipisteiden avulla lämpötila saadaan  $V_{CE}$ :n funktiona.[35]

Varsinaisen tehosyklauksen aikana kalibraation tuloksia hyödynnetään liitoslämpötilan minimin ja maksimin määrittämiseen. Testikomponentti vaihdetaan toiselle lämpölevylle, jonka jäähdytyskapasiteetti on huomattavasti parempi. Tehosyklauksen aikana mittausvirta ja hilajännite pidetään jatkuvasti määritellyissä arvoissaan. Liitoslämpötilan minimi mitataan jokaisessa syklissä  $V_{CE}$ :n avulla juuri ennen kuin testivirta kytketään päälle. Liitoslämpötilan maksimi mitataan heti sen jälkeen, kun testivirta  $I_{sykli}$  on katkaistu ja komponentin läpi kulkee vain pieni mittausvirta. Testivirran nopea katkaisu aiheuttaa jännitetransientin, joka kompensoidaan etukäteen asetellun sovituskäyrän avulla. Malli ekstrapoloidaan testivirran katkaisun ajanhetkeen. Lämpötilan minimin ja maksimin välisestä erotuksesta saadaan lämpötilan muutoslaajuus  $\Delta T$ .[34]

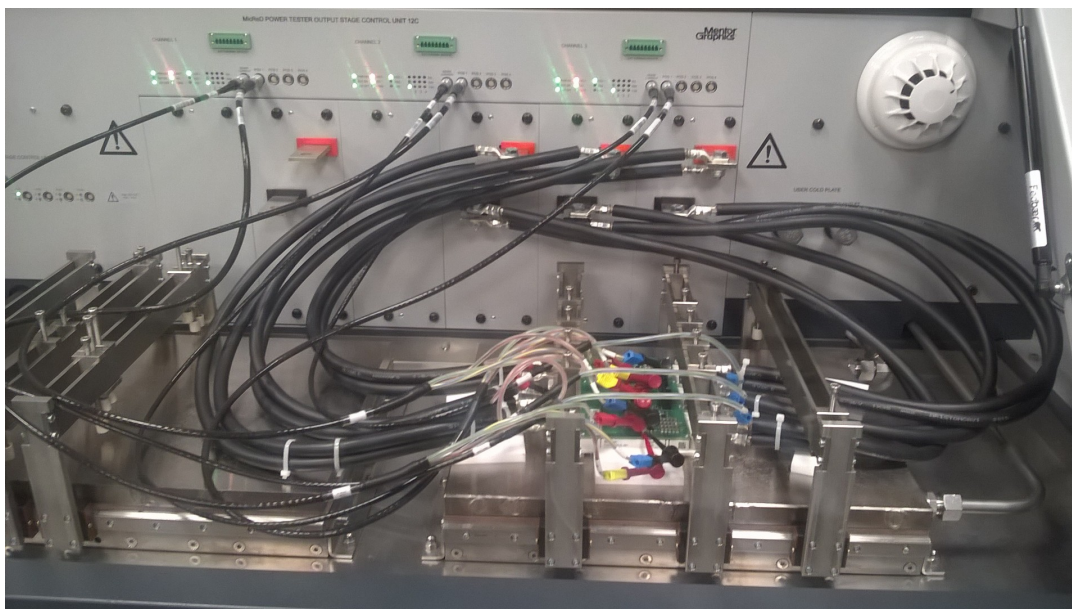
Kollektori-emitterijännitettä  $V_{on}$  mitataan aina kun IGBT:n läpi ajetaan virtaa. Sitä voidaan hyödyntää myös havainnoimaan liitoslankojen irtoamista. Silloin  $V_{on}$  mitataan IGBT:n johtaessa kahdeksan viimeisen mittauspisteen keskiarvona, juuri ennen kuin virta katkaistaan. Näin mittausajankohta on vertailukelpoinen muihin mittauskertoihin nähden. Jännitteessä nähdään selkeä askelmainen muutos liitoslangan katketessa.[34]

Testerillä on mahdollista mitata myös lämpövastus  $R_{th}$ . Lämpövastuksen mittaus tehdään määritellyn sykli-intervallin välein.  $R_{th}$  mittauksissa komponenttia lämmitetään valitulla virralla riittävän kauan niin, että lämpötila tasaantuu. Tämän jälkeen komponenttia jäähdytetään.  $V_{CE}$ :n mittaus ja parametrisointi tehdään koko jäähdytyskäyrän ajalta. Valmistajan tekemän ohjelmiston, T3ster Master software, avulla on mahdollista laskea  $R_{th}$  mittauksiin perustuva rakennefunktio. Rakennefunktion avulla nähdään miten lämpö johtuu kustakin IGBT-moduulin rakennekerroksesta. Tässä työssä lämpövastus on mitattu, mutta dataa ei kuitenkaan hyödynnetä



tarkempaan analyysiin.[35]

Tämän työn osalta tehosyklaus on kohdistettu ainoastaan testimoduulin alahaaran IGBT:hen. Jos rasituksen olisi kohdistanut sekä ylä- että alahaaran IGBT:hen olisi riskinä ollut, että ylähaara olisi vaurioitunut ensin. Tällöin testijärjestelmällä tehtävä testiajo ei olisi antanut vertailukelpoista dataa, sillä siinä alahaaran IGBT toimii kytkevänä komponenttina.



Kuva 34: Tehosyklaajan mittauskytkentä

Tämän tutkimuksen mittauskytkennät on toteutettu niin, että  $I_{sykli}$  sekä  $I_{sense}$  kulkevat pääterminaalien kautta. IGBT ohjataan päälle hilan aputerminalien kautta.  $V_{on}$  mitataan aputerminalien väliltä. Kuvassa 34 on havainnollistettu kytkentää.

Myös mittausjärjestelyissä on jouduttu tekemään pientä hiomista, jotta jokaiseen IGBT-moduulin vaiheeseen on saatu samanlainen lämpörasitus. Ensimmäisen mittauksen yhteydessä havaittiin, että tutkitavan IGBT-moduulin pohjalevy oli virheellisesti käyrä. Pohjalevykontakti jäi olemattomaksi reunimmaisilla vaiheilla. Tämä huomattiin jo tutkimusjärjestelmällä tehdyn testiajon jälkeen, kun pohjalevyyn levitetty lämpörasva ei sulanut ja levinnyt tavanomaiseen tapaan. Lämpörasvakontaktin puuttuminen johti kahden reunimmaisen vaiheen suurempaan lämpötilan kasvuun, kun niistä läpi ajettava virta asetettiin keskimmäisen vaiheen kanssa samaan arvoon. Virta asetettiin jokaiseen vaiheeseen niin, että maksimi liitoslämpötila vaiheessa ei ylittänyt  $150\text{ }^{\circ}\text{C}$  ja että  $\Delta T_j$  oli noin  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Syklauksen edetessä lämpörasvakontakti löytyi myös reunimmaisilla vaiheilla. Tämä havaittiin lämpötila-arvojen laskuna. Testi keskeytettiin ja käynnistettiin uudelleen korkeammilla virta-arvoilla. Testi on tämän jälkeen jatkanut automaattisesti ja keskeytynyt, kun pysäytykselle asetetut kriteerit ovat ylittyneet. Pysäytyskriteeriksi määriteltiin  $+15\%$  nousu  $T_j$ :ssä,  $V_{CE}$ :ssä tai  $\Delta T_j$ :ssä.

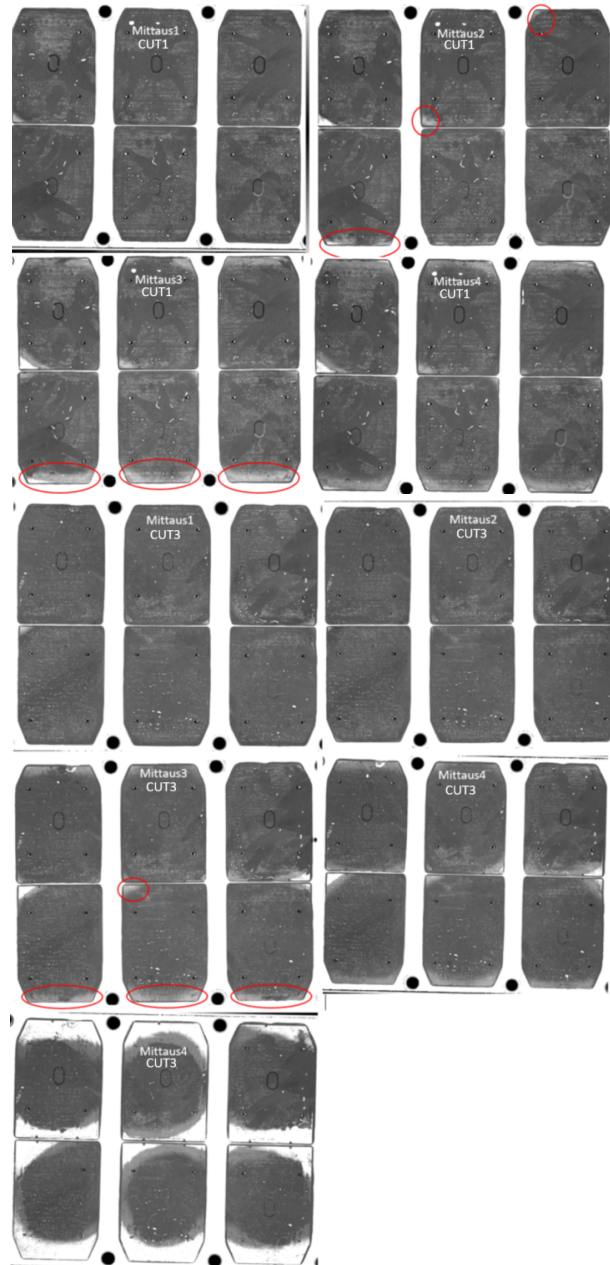
Toisen ja kolmannen ikäännytyksen aikaiset virta-arvot on asetettu uudelleen. Syklaus on haluttu tehdä niin, että lämpötilakriteeri on pidetty samana kuin ensimmäisen.



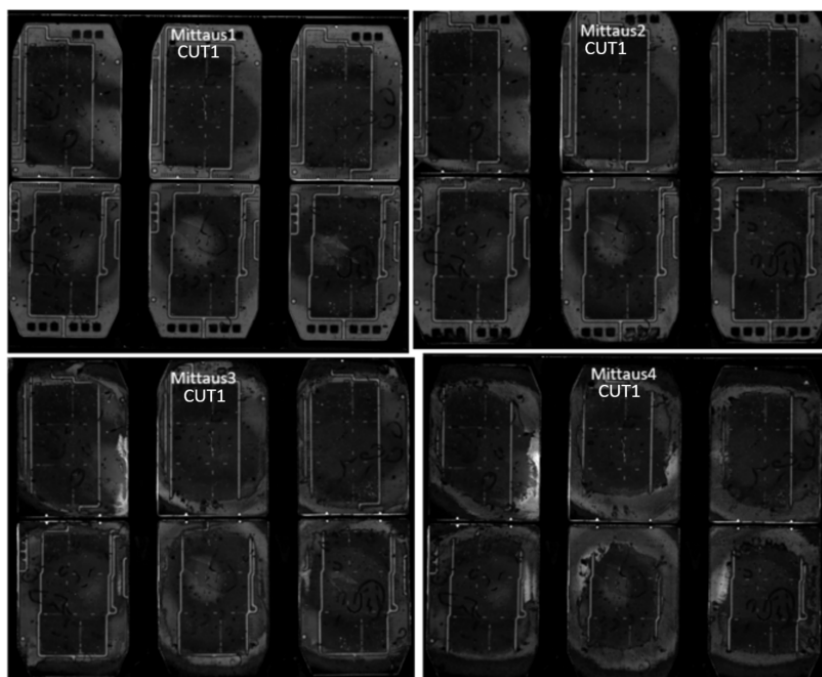
mäisessä syklausjaksossa. Tämä on saatu toteutettua valitsemalla virrat tapauskohtaisesti. Myös pysäytyskriteeri on valittu tapauskohtaisesti, jotta pystyttiin varmistamaan tutkittavan IGBT-moduulin säilyminen toimintakuntoisena. Tutkimuksessa tehosyklauksen aikaiset virta-arvot on esitetty testitulosten käsittelyn yhteydessä.

## 5 Tulokset

Tässä kappaleessa käydään läpi diplomityön aikaiset mittaustulokset. Mittaustuloksia vertaillaan saman tutkimuskomponentin eri mittauskertojen välillä. Kappaleessa esitellään tukimittauksien tulokset, joita olivat akustinen mikroskopia, käyräpiirturimitaukset ja tuplapulssitestien mittaukset. Lisäksi käydään läpi tutkimusjärjestelmän testiajojen tulokset ja tulosten analysointi.



Kuva 35: Tutkimuskomponentin 1 ja 3 systeemijuotoskuvat eri mittauserroilta. Tutkimuskomponentin 3 mittaus 4 on kuvattu kahdella eri asetuksella. Jälkimmäisessä kuvausala on laajennettu hieman pidemmälle, jolloin juotoksen todellinen irtoamiskohta on saatu paremmin näkyviin.



Kuva 36: Tutkimuskomponentin 1 substraattitaso eri mittauskerroilta

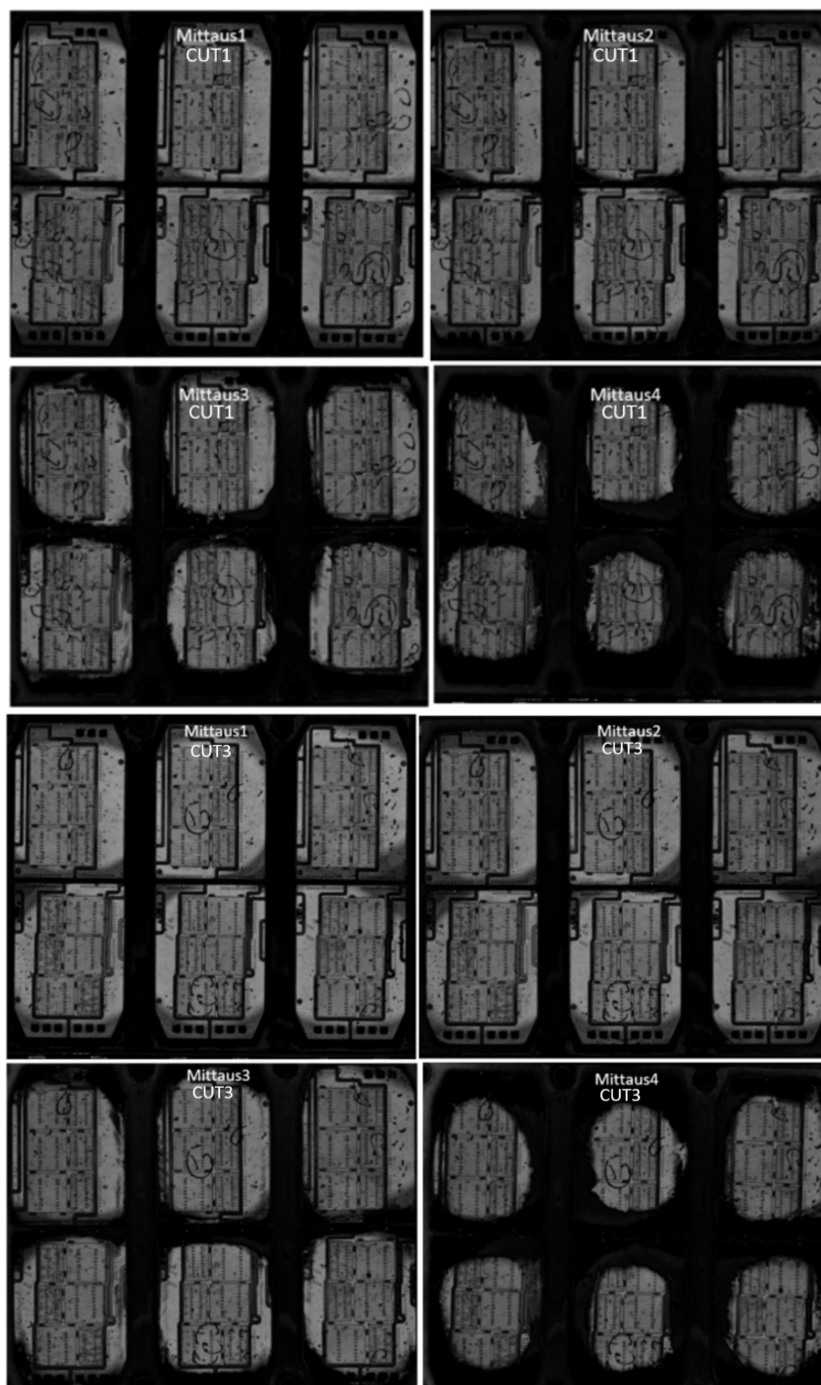
## 5.1 Passiivisyklätut tutkimuskomponentit 1 ja 3

Tutkimuskomponentit 1 ja 3 ikääntyivät lämpöshokkikaapissa. Komponenttien testaussuunnitelma on havainnollistettu taulukossa 4. Tukimittaukset ja varsinainen testiajo testijärjestelmällä on nimetty ikääntymisen perusteella. Mittaus 1 on tehty komponentin ollessa ikääntymätön. Mittaus 2 on tehty 150 syklin jälkeen. Mittaus 3 on tehty 300 syklin jälkeen ja mittaus 4 on tehty 500 syklin jälkeen.

### 5.1.1 Ikääntymisen havainnointi tukimittausten avulla

Parhaiten komponentin kuntoa pystyi havainnoimaan akustisen mikroskopian avulla. Tutkimuskomponentin 1 ja 3 systeemijuotoskuvat on esitetty kuvassa 35. Kuvat on otettu käyttäen Econopack:lle tehtyjä valmiita kuvauspohjia. Kuvista huomataan, että systeemijuotoksen delaminaatio ei näy kovin hyvin kuvausrajapinnasta. Tutkimuskomponentin 3 mittauksessa 4 kuvausaluetta laajennettiin hiukan pidemmälle. Kuten kuvasta 35 voi huomata, uusilla kuvausasetuksilla kuvassa näkyy systeemijuotoksen delaminaatio paljon paremmin. Juotoksen irtoaminen tapahtuu siis hiukan alkuperäisesti valittua kuvausrajapintaa alempana. Vaikka mittauksia 1, 2 ja 3 ei ole tehty laajemmalla kuvausasetuksella voi delaminaation päätellä alemman kuvauskerroksen kuvista eli substraatti- tai sirutasen kuvista. Kuvissa näkyvä reunojen tummentuma johtuu systeemijuotoksen delaminointumisesta, joka vääristää alemmien rakennetasojen kuvausta ja estää todellisen näkymän.

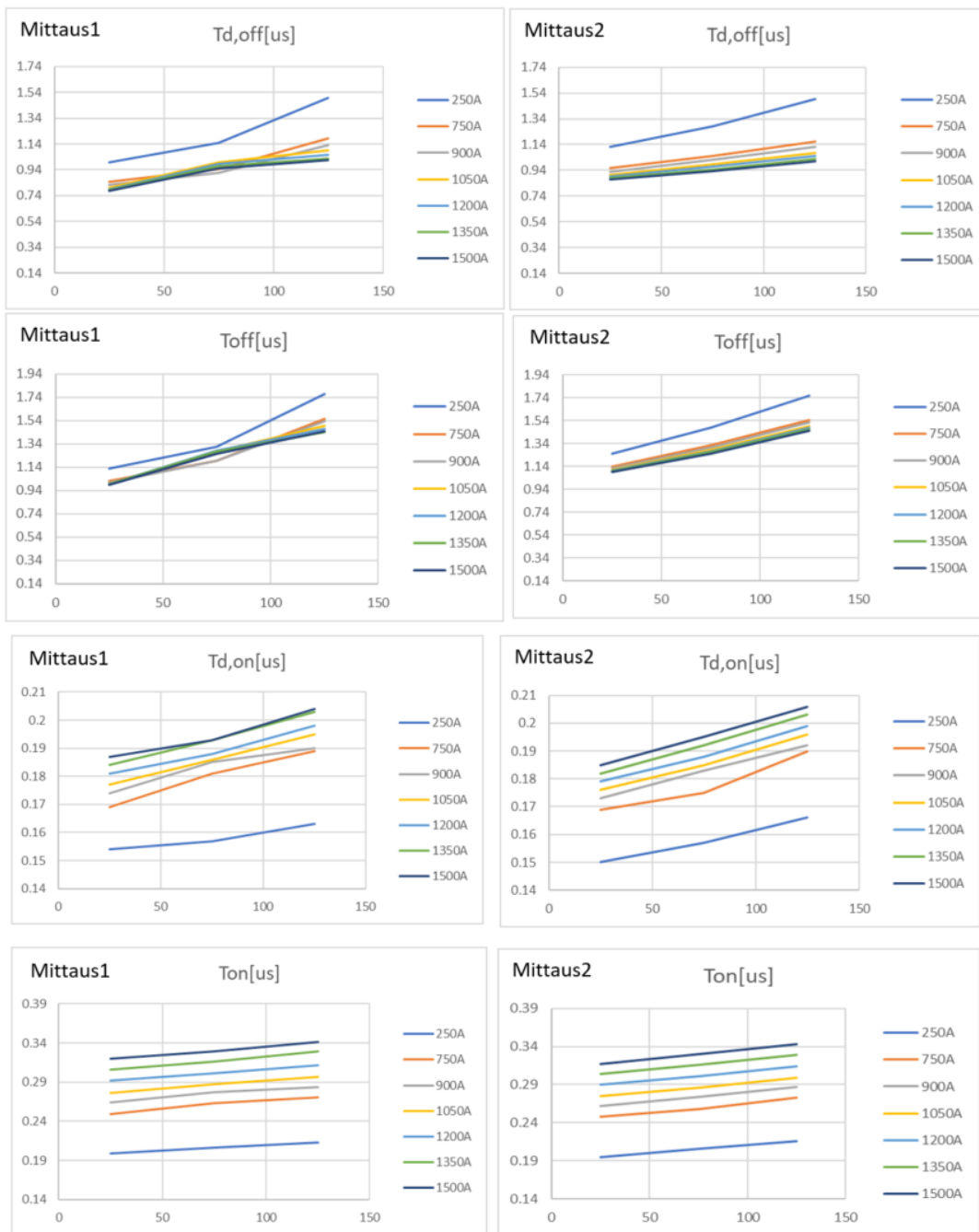
Tutkimuskomponentin 1 substraattitason kuvat on esitetty kuvassa 36. Kuvissa näkyy ylemmän rakennekerroksen delaminaatio, joka peittää osan näkymästä. Itse substraattitasossa ei näy ikääntymisen tuomia muutoksia tai halkeamia. Kuvat



Kuva 37: Tutkimuskomponentin 1 ja 3 sirutaso eri mittauseroilta

testikomponenttien 1 ja 3 välillä ovat lähes identtiset, pientä delaminaation erilaisuutta lukuun ottamatta, joten tuloksissa esitetään vain tutkimuskomponentin 1 substraattitason kuvat.

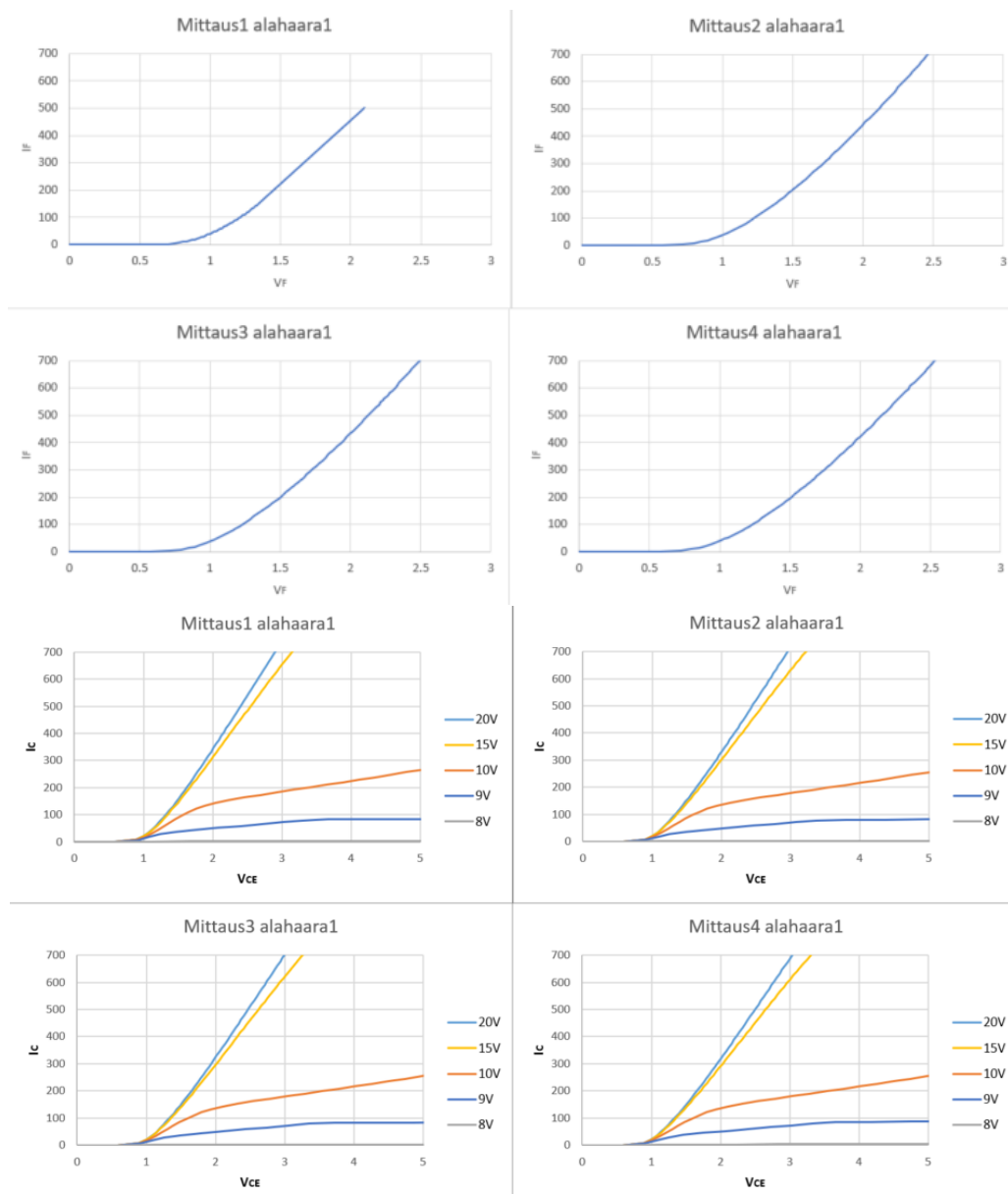
Parhaiten delaminaation etenemisen näkee sirutason kuvista. Kuvassa 37 on tutkimuskomponentin 1 ja 3 sirutasen kuvat eri mittauseroilta. IGBT-moduulit kohdistuivat täysin samanlaiselle rasiutukselle, mutta systeemijuotoskuvista havaitaan,



Kuva 38: Tutkimuskomponentin 1 tuplapulssitesterin mittaustulokset

että ikääntyminen ei tapahdu täysin identtisesti. Komponentin 3 systeemijuotos ei lähde delaminoitumaan ihan yhtä nopeasti kuin komponentin 1 systeemijuotos, joka havaitaan mittauksen 3 kuvista. Mittauksessa 4 delaminaation määrä on kuitenkin jo likimain samanlainen molemmilla tutkittavilla IGBT-moduuleilla. Ikääntymisen tuomia muutoksia sirutasoon ei muuten ole havaittavissa määrin syntynyt.

Tuplapulssitesterimittaukset 1 ja 2 saatiin tehtyä tutkimuskomponentille 1. Mittaustulokset on esitetty kuvassa 38. KytKentäviiveet ja kytKentäaajat noudattavat



Kuva 39: Tutkimuskomponentin 3 U-vaiheen IGBT:n ja diodin päästöjännitteen mittaustulokset eri mittauskerroilta. Diodin päästöjännitemittaus mittauskerralta 1 on jäänyt arvoon 500 ampeeria.

kappaleessa 2.5.1 *Standardin mukainen määritelmä* esiteltyä standardia. Molempien mittauskertojen tulokset ovat mittaustarkkuuden rajoissa yhtenevät. Kuvan 38 mittauksen 1 virtojen asettuminen poikkeavasti johtuu siitä, että mittauksissa pidettiin tauko 75 °C:n kahden alimman virtapisteen jälkeen. Vaikka mittausolosuhteet olivat samanlaiset, laitteiston uudelleen alustaminen vaikutti hiukan tuloksiin. Erot ovat kuitenkin niin pieniä, että ne selittyvät mittaustarkkuudella, johon vaikuttavat muun muassa lämpölevyn lämpötilan pieni vaihtelu, hilajännitteen arvon toleranssi ja mittaajajännitteen toleranssi. Ikääntymisen aiheuttama pieni muutos juotosrajapinnassa ei näy mittaustuloksissa, sillä lämpölevyn avulla IGBT-moduulin lämpötila saatiin säädettyä kummassakin mittauksessa samanlaiseksi ja liitoslämpötila pysyi

lyhyen virtapulssin aikana samanlaisena molemmissa mittauksissa. Lämpötila ja virta vaikuttavat selkeästi kytkentäaikoihin ja -viiveisiin, kuten odotettiin.

Käyräpiirturin mittaustuloksissa havaitaan odotuksista poiketen muutoksia sekä IGBT:n että diodin päästöjännitemittauksien osalta. Kuvassa 39 on esitetty U-vaiheen, eli alahaaran 1 IGBT:n päästöjännitemittaustulokset eri mittauseroilla useammalla hilajännitteellä sekä diodin päästöjännitemittaustulokset samaisessa haarassa. Muiden haarojen mittausdata on likimain samanlainen, joten kuvan 39 tilanne havainnoi myös niissä tapahtuneita muutoksia. Kuvaajien kulmakertoimissa havaitaan laskua ikääntymisen seurauksena. Vaikka akustisen mikroskopian tulokset eivät paljastaneet muutoksia sirutasolla, on jokin tekijä nostanut resistanssia. Resistanssin nousu näkyy päästöjännitteen eli kollektori-emitterijännitteen nousuna. Resistanssin kasvu voi johtua pienistä vaurioista liitoslangoissa. Muita mahdollisia selityksiä ovat sirun päällä olevan alumiinin uudelleen rakentuminen tai tinakerroksen muutokset. Mittaus antaa arvokasta tietoa passiivisyklauksen tuomista muutoksista sirutasoon. Tämän työn puitteissa tuloksia ei pystytäkään tämän enempää kuitenkaan analysoimaan.

Muut käyräpiirturin mittaustulokset ovat yhtenevät tehosyklatus IGBT-moduulin mittausten kanssa eli tutkimuskomponentin 2 kanssa, jonka käyräpiirturin luoma datalehtinäkömää on esitetty kuvassa 44, tutkimuskomponentin 2 mittaustulosten käsittelyn yhteydessä. Mittaustulosten samanlaisuuden vuoksi passiivisyklatuista IGBT-moduuleista ei esitetä erikseen käyräpiirturin luomaa datalehtinäkömää. Passiivisyklatus IGBT-moduulin diodin päästöjännitteen  $V_F$  pieni muutos ikääntymisen myötä on ainut poikkeama passiivisyklatus ja tehosyklatus IGBT-moduulin välillä kuvassa 44.

Oskilloskoopilla mitattuja tuloksia ei kyetä hyödyntämään tutkimusajon tulosten referenssimittauksina. Mittaus on tehty kuormavirtasta. Kuormavirta valittiin mittaukseen, koska invertterimoduulin virtamuunnin mittasi myös kuormavirtaa. Kappaleessa 2.5.1 esitellyn standardin mukaan kytkentymisajat määritellään IGBT:n  $I_C$ -virran mukaan. Lisäksi mittaushajonta aiheuttaa sen, ettei oskilloskoopin kautta mitatuista tuloksista voi yksiselitteisesti määrittää kytkentäaikoihin syntyneitä muutoksia. Tutkimuskomponentin 3 osalta kytkentäkuvaajat on esitetty liitteessä E. Muiden tutkimuskomponenttien osalta kytkentäkuvaajia ei käsitellä.

### 5.1.2 Tutkimusajon tulokset ja tulosten analysointi

Tutkimusajot toteutettiin tähän työhön erikseen rakennetun testijärjestelmän avulla. Tulokset tutkimuskomponentille 1 on esitetty liitteessä B ja tulokset tutkimuskomponentille 3 liitteessä D. Tutkimuskomponentin 1 status1-mittaukset on esitetty kuvassa B1, status2-mittaukset kuvassa B2, desat1-mittaukset kuvassa B3 ja desat2-mittaukset kuvassa B4. Tutkimuskomponentin 3 status1-mittaukset on esitetty kuvassa D1, status2-mittaukset kuvassa D2, desat1-mittaukset kuvassa D3 ja desat2-mittaukset kuvassa D4. Tulokset on esitetty keskiarvoistettuna 3000 näytteellä tai raakadatana. Tuloksissa näkyy pieni lasku aivan mittausten lopussa, joka johtuu siitä, että tuloksia tallennettiin vielä hetki lämpöpuhaltimen sammuttamisen jälkeen. Puhaltimen sammuttamisen jälkeen NTC-lämpö nousi vielä hetken aikaa. Kuvaajien



yläpuolinen arvo kertoo mitatun virtapisteen. Virtapiste on laskettu mittausdatan virran keskiarvosta. Virtamuuntimen kautta saatu mittausdata ei täysin vastaa oskilloskoopilla mitattua toteutunutta virran arvoa. Virtamuuntimen mittaama virran arvo ja oskilloskoopilla mitattu virran arvo on esitetty taulukossa 3 jokaisessa kytkentäjakson kytkentäpisteessä.

Sytytyksessä desat2-mittauksen arvo riippuu virrasta eikä lämpötilariippuvuutta havaita. Sytytyksen osalta desat2-mittauksen tulokset on siksi esitetty raakadatanä, sillä keskiarvoistaminen ei olisi antanut tulokselle lisäarvoa. Sammutuksen desat2-mittaus on lineaarinen pienillä virroilla ja lämpötilariippuvuus näkyy hyvin, mutta virran kasvaessa desat2-mittauksen data muuttuu hajanaiseksi ja lämpötilariippuvuus menetetään. Tuloksista ei myöskään selkeästi huomaa ikääntymisen tuomaa muutosta mittauskertojen välillä. Tutkimuskomponentin 1 ja 3 sammutuksen desat2-mittautulokset on siten esitetty suurimmalla ja pienimmällä virran arvolla. Koska desat2-mittaus ei anna pätevää tulosta virran ja lämpötilan kasvaessa, ei desat2-mittaus ole etsitynlainen ratkaisu kytkentäviiveiden ja liitoslämpötilan välisen suhteen tutkimiseen. Sytytyksen desat2-mittausta voidaan mahdollisesti hyödyntää virran arvon estimointiin ja siten osana liitoslämpötilan havainnointiin.

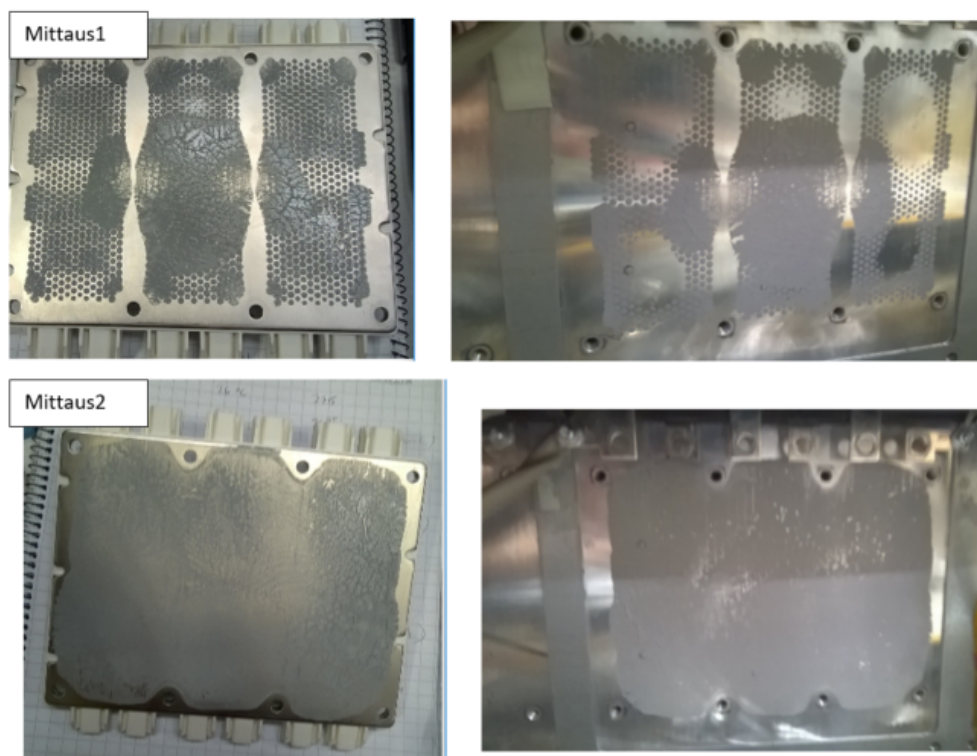
Sammutuksen desat1-mittaus on isoilla virroilla mittautarkkuuden rajoissa täysin lämpötilariippumaton, eikä keskiarvoistaminen tuo tulokselle lisäarvoa. Pienillä virroilla sammutuksen desat1-kuvaajiin ilmaantuu lämpötilariippuvuus, joka saadaan paremmin näkyviin keskiarvoistamalla. Mittauskertojen välisiä eroja ja ikääntymisen tuomia muutoksia on silti mahdoton havaita luotettavasti näistä kuvaajista. Tämän vuoksi kuvaajat on esitetty keskiarvoistettuna ja raakadatanä kahdesta virtapistestä. Sammutuksen desat1-mittaus ei näiltä osin vaikuttaisi olevan etsitynlainen mittausmenetelmä liitoslämpötilan ja ikääntymisen havainnointiin.

Sytytyksen desat1-mittauksissa näkyy virtariippuvuus sekä lämpötilariippuvuus. Lämpötilariippuvuus korostuu virran ollessa isompi. Mittautuloksissa on paljon hajontaa, eikä selkeitä eroja testauskertojen välille muodostu. Sytytyksen desat1-mittaus vaatii vielä lisätutkintaa.

Status1- ja status2-mittauksissa on jokaisella mittausvirralla havaittavissa lämpötilariippuvuus, eikä mittautuloksien hajonta ole merkittävää. Mittauskertojen mittaukset asettuvat selkeästi omille kasvukäyrilleen. Tulokset on esitetty keskiarvoistettuna neljässä virtapisteessä. Tämän työn aikana on vielä mahdoton lähteä erittelemään, mikä mittausmenetelmistä on luotettavin sillä, status-mittauksien tulokset poikkeavat desat-mittauksien tuloksista. Status-mittaukset vaikuttaisivat tulosten perusteella kuitenkin vastaavan parhaiten todellisuutta, joten tutkimuskomponenttien 1 ja 3 mittautulosten tarkempi analyysi tehdään status-mittausten perusteella.

Kuten tutkimuskomponentin 3 status-mittautuloksista, kuvista D1 ja D2 huomataan, lähtevät mittausajat odotusten vastaisesti aluksi nopeutumaan ikääntymisen myötä. Tulos selittyy pohjalevyn suoristumisella. Osassa saman valmistuserän komponenteissa, johon tutkimuskomponentit kuuluivat, havaittiin pohjalevyn epänormaalia käyryyttä. Tutkimuskomponentti 3 kuului näihin käyrällisiin komponentteihin. Passiivisyklauks näytti kuitenkin suoristavan pohjalevyn normaalksi. Kuvassa 40 on havaittavissa miten paljon paremmin lämmönsiirtorasva on sulanut ja levinnyt toisen





Kuva 40: Tutkimuskomponentin 3 lämmönsiirtorasvan ulkonäkö ensimmäisen ja toisen tutkimus-ajon jälkeen. Vasemmalla on lämmönsiirtorasvan kuvio IGBT-moduulin pohjalevystä ja oikealla lämpörasva kuvattuna jäähdytysselementistä.

mittauksen aikana. Ensimmäisessä mittauksessa pohjalevy ei ole saanut kontaktia jäähdytysselementtiin muualta kuin aivan IGBT-moduulin keskeltä. Mittauksissa 3 ja 4 lämmönsiirtorasvan sulaminen on silmämääräisesti ollut samanlaista kuin mittauksessa 2. Kuitenkin tulosten perusteella voidaan päätellä, että mittauksen 2 jälkeen pohjalevy on jatkanut suoristumistaan, sillä mittauksen 3 tuloksissa mittausaika on lyhyin. Koska moduulin liitoslangat ovat säilyneet ehjinä, liitoslämpötilaan ja sitä kautta mittausaikoihin ovat vaikuttaneet ainoastaan muutokset lämmönsiirtokykyssä. Huonolla pohjalevykontaktilla tai juotoksen delaminoiduessa jäähtymispinta-ala on pienempi. Mittauksessa 4 pohjalevyn suoristuminen ei ole enää kompensoinut delaminaation vaikutusta ja kytkentälaskureiden tuloksissa nähdään selkeää kasvua. Mittaus 4 asettuu mittauksen 1 kanssa likimain samaan arvoon.

Tutkimuskomponentin 1 kohdalla vastaavaa mittausaikojen selkeää nopeutumista ei havaita. Mittaukset 1, 2 ja 3 asettuvat likimain samaan arvoon. Tutkimuskomponentin 1 pohjalevy ei ollut viallinen, mikä osaltaan selittää tulosta. Virheettömät Econopack-moduulit ovat luontaisestikin hiukan käyriä uusina. Käytön ja lämpenemisen myötä ne suoristuvat. On mahdollista, että delaminaatio ja pohjalevyn suoristuminen ovat kompensoineet toisensa ja siksi kolme ensimmäistä mittausaika asettuvat likimain samaan arvoon. Vasta mittauksessa 4 on nähtävissä selkeä mittausaikojen kasvu, jolloin systeemi-juotoksen delaminointuminen vaikuttaa selkeästi lämmön johtumiseen jäähdytysselementille.

Kaiken kaikkiaan status-mittauksissa on selkeästi nähtävissä, että mittausaika

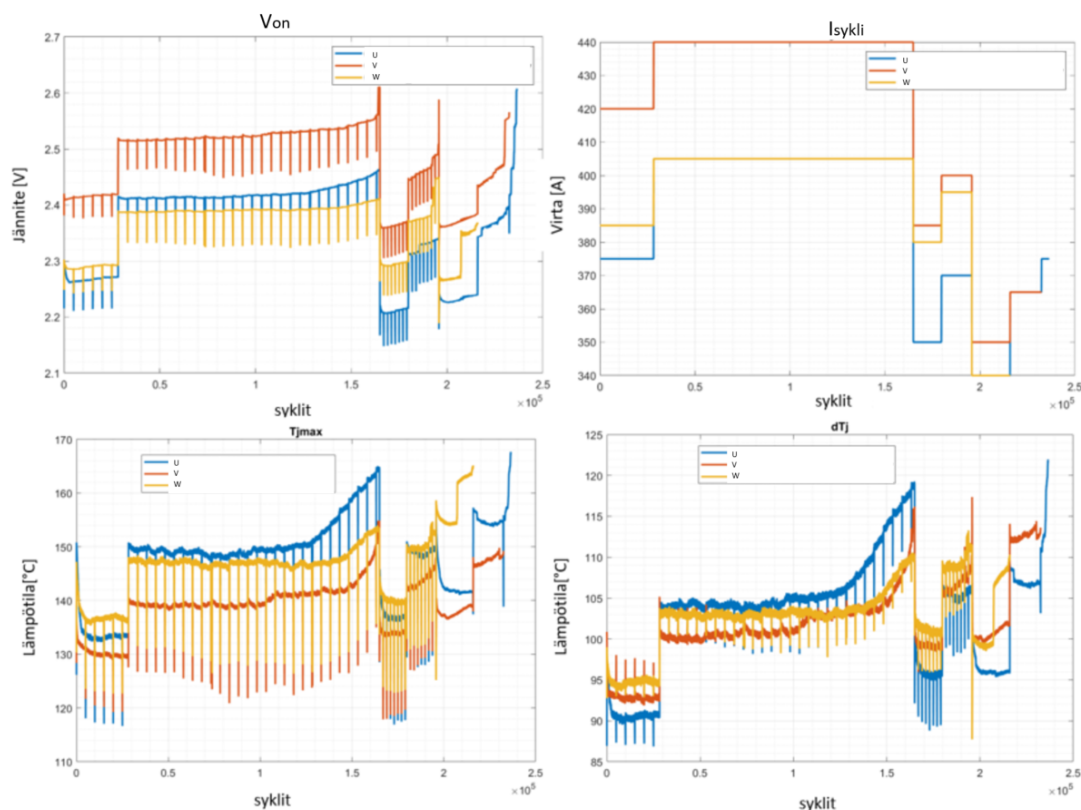
kasvaa lämpötilan kasvaessa. Lisäksi mittausta 4 antaisi viitteitä siitä, että ikääntyminen, joka on aiheutunut systeemijuotoksen delaminaatiosta, nähdään mittausaikojen kasvuna. Kasvu nähdään sekä sytytyksessä että sammutuksessa. Mittaustulos vaikuttaa lupaavalta, mutta kyse voi hyvin myös olla mittaushajonnasta. Status-mittaukset vaativat jatkotutkimusta, jotta tuloksen pätevyydestä ja luotettavuudesta voidaan varmistua.

## 5.2 Tehosyklattu tutkimuskomponentti 2

Tutkimuskomponentti 2 ikääntyi tehosyklaamalla. Mittaukset, joita olivat akustinen mikroskopia, käyräpiirturimittaukset ja testiajo tähän työhön rakennetulla mittausjärjestelmällä, on nimetty mittauskertojen perusteella. Tutkimuskomponentin 2 ikääntymissuunnitelma on esitelty taulukossa 4. Mittaus 1 tehtiin ikääntymättömälle IGBT-moduulille. Mittauksen jälkeen komponenttia ikäännytettiin, kunnes ensimmäinen liitoslanka irtosi. Irtoaminen tapahtui IGBT-moduulin keskimmäisen vaiheen alahaaran IGBT:stä. Ennen kuin ensimmäinen liitoslanka irtosi syklausta oli jatkettu 165 000 syklin ajan. Ikäännytyksen jälkeen tehtiin mittausta 2. Mittauksen jälkeen tehosyklausta jatkettiin 30 800 syklin verran, jolloin V-vaiheesta irtosi 2 liitoslankaa ja W-vaiheesta 3 liitoslankaa. Mittaus 3 tehtiin siis moduulille, josta oli irronnut yhteensä 6 liitoslankaa. Ikäännytyksestä jatkettiin mittauksen 3 jälkeen vielä lisää. Nyt jokaiseen vaiheeseen haluttiin saada aikaan liitoslankavaurioita. W-vaihetta syklatettiin 20 185 sykliä, jolloin arviolta 1 liitoslanka lisää saatiin irtoamaan. Keskimmäistä V-vaihetta syklatettiin 36 700 sykliä, jolloin irtosi vielä 3 liitoslankaa. U-vaihetta syklatettiin 40 700 sykliä, jolloin siitä irtosi arviolta 6 liitoslankaa. Mittaus 4 tehtiin siis IGBT-moduulille, josta oli irronnut yhteensä 16 liitoslankaa.

Arviot liitoslankojen irtoamisista on tehty tehosyklaajan mittaaman  $V_{on}$ -kuvaajan perusteella. Kuvaaja on esitetty kuvassa 41. Kuvaajassa näkyy askelmainen nousu liitoslangan irrotaessa. Syklausaika on pitkä, joten kuvan 41 kuvaajasta ei hahmota kaikkia pieniä  $V_{on}$  askelmaisia muutoksia. Liitoslankojen irtoamiset on arvioitu samaisen graafin perusteella rajaamalla näkymää lyhyemmälle aikavälille. Askelmainen muutos johtuu virrantiheyden muutoksista. Liitoslangan irrotaessa sen läpi ei kulje enää virtaa, vaan paikalle jää avoin piiri. Virran täytyy jakautua kulkemaan jäljelle jääneiden liitoslankojen läpi. Liitoslangan irrotaessa virran kulun pinta-ala pienenee, jolloin resistanssi kasvaa, joka havaitaan jännitteen askelmaisena nousuna. Jännitteen loivempi nousu kertoo myös resistanssin kasvusta, joka kasvaa kun liitoslankoihin syntyy pieniä murtumia.

Kuvassa 41 on nähtävillä myös muut tehosyklaajamittauksen oleelliset kuvaajat. Kuvaajasta  $I_{sykli}$  nähdään, millaisilla virroilla syklaus on toteutettu. Kuten aiemmin mainittiin, myös tutkimuskomponentti 2 oli pohjalevyltään viallinen, joten kunkin vaiheen virta-arvot on jouduttu säätämään erikseen, jotta kuvassa näkyvät  $T_{jmax}$  ja  $dT_j$  on saatu asettumaan tavoiteltuihin arvoihin. Kuvaajissa näkyvät alapäin suuntautuvat viivat johtuvat  $R_{th}$  mittauksesta.  $R_{th}$  mittausten tuloksiin ei perehdytä tämän työn puitteissa tarkemmin.

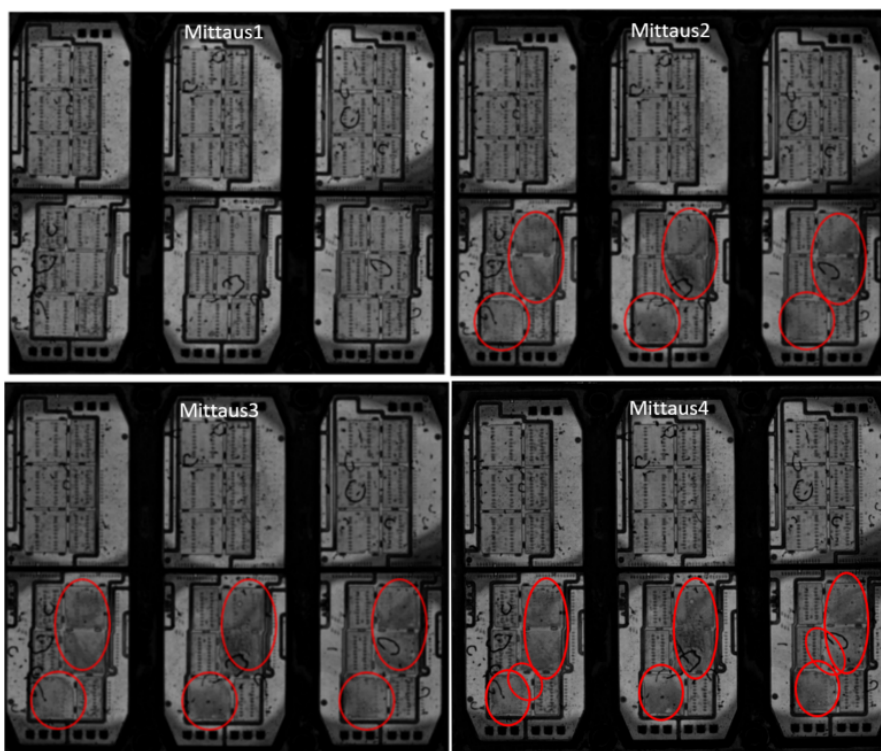


Kuva 41: Tehosyklaajan data

### 5.2.1 Ikääntymisen havainnointi tukimittausten avulla

Akustisella mikroskopiolla saadut kuvan 42 kuvat näyttävät, että sirutasossa on tapahtunut ikääntymisen tuomia muutoksia. Kuvista ei pysty tarkasti kuitenkaan määrittämään liitoslankojen irtoamista. Tämä johtuu siitä, että tehosyklaus on aiheuttanut muutoksia myös kuvausrajapintaa aiempaan rakennekerrokseen, joka peittää alleen alun perin kuvatun kerroksen. Akustisen mikroskopian kuvista voidaan saada silti monia tärkeitä tietoja IGBT-moduulin kunnosta. Jos mittauksen 4 sirulii-toksia tutkii tarkasti, huomaa niiden olevan pinta-alaltaan pienempiä kuin viereisen diodisirun liitospisteet. Kontakti liitoslangan ja sirun välillä on siis alkanut heikentyä. Lisäksi erityisesti mittauksessa 4 näkyy sirualueen delaminoitumista. Tarkka suorakulmainen reuna on sulanut pois. Kuvien perusteella voidaan tehdä johtopäätös, että tutkittavan komponentin sisäiset rakenteet ovat muuttuneet tehosyklauksen seurauksena toivotulla tavalla.

Kuvassa 43 on esitetty tutkimuskomponentin 2 substraattitason ja systeemi-juotoksen Sonoscan-kuvat. Kuva todentaa, että muutoksia systeemi-juotoksessa ei ole tapahtunut. Substraattikerroksessa on ikääntymisen seurauksena nähtävissä pieni muutos verrattuna ensimmäisen mittauksen kuvaukseen. Vaalea alue alahaaran IGBT-sirun päällä on kasvanut. Alueen näennäinen laajentuminen voi johtua siitä, että ääniaallon heijastuma on ajoittunut väärään rakennekerrokseen. Substraatissa ei näy kuitenkaan halkeamaa, joten tarkempaa analyysiä ei ole tarpeellista tehdä.

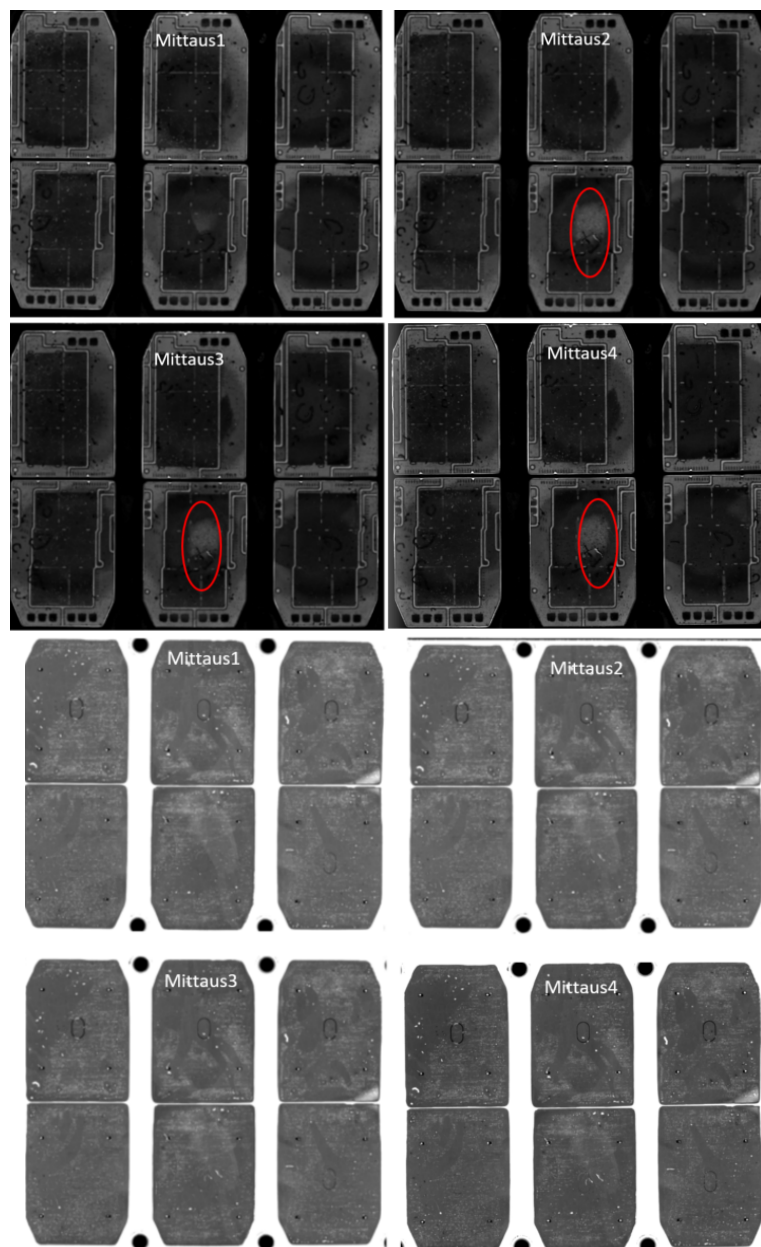


Kuva 42: Sonoscan-laitteella kuvattu tutkimuskomponentin 2 sirutason juotoskerros eri mittauseroilta

Käyräpiirturimittaukset suoritettiin jokaiselle ylä- ja alahaaralle. Alahaaran mitaustulokset ovat tämän työn kannalta oleelliset, joten ne käydään soveltuvin osin läpi. Tuloksista on nähtävissä, että osa mittaustuloksista on virheellisiä, johtuen IGBT-moduulin päällä olevasta adapterikortista. Esimerkiksi kapasitanssimittauksiin on vaikuttanut piirikortin omat kapasitanssit. Likimain muuttumattomina pysyvät mittaustulokset on esitetty kuvassa 44. Kapasitanssimittausten lisäksi virheellinen tulos saadaan hilanvuotovirran  $IGES$  ja saturaatiojännitteen  $VCE(sat)$  mittauksista.

Käyräpiirturimittauksissa selkeä ikääntymisen aiheuttama muutos havaitaan päästöjännitemittauksien osalta. Kuvassa 45 on esitetty tutkimuskomponentin V-vaiheen alahaaran IGBT:n päästöjännitemittauksen tulokset. Ikääntymisen tuoma muutos havaitaan kuvaajien kulmakertoimen laskuna. Samassa kuvassa 45 on esitetty myös U-vaiheen alahaaran, eli alahaaran 1 mittaustulokset. Mittaustuloksissa on nähtävissä samankaltaista muutosta U- ja V-vaiheiden kesken. Kuitenkin U-vaiheen kuvaajissa tapahtuu selkeä kulmakertoimen lasku vasta mittauksen 4 kohdalla, jolloin liitoslankavauriot kohdistuivat tähän vaiheeseen. Alahaarassa 2 tapahtuu muutoksia jo aikaisemmin, koska liitoslankoja oli irronnut jo mittauksissa 2 ja 3. Alahaara 3, eli W-vaihe oli tuloksiltaan likimain alahaaran 1 kaltainen, joten sitä ei ole esitetty erikseen.

Syy kulmakertoimen muutokseen löytyy virrantiheyden muutoksista, kun virta jakautuu kulkemaan jäljellä olevien liitoslankojen läpi. Komponentin läpi kulkee

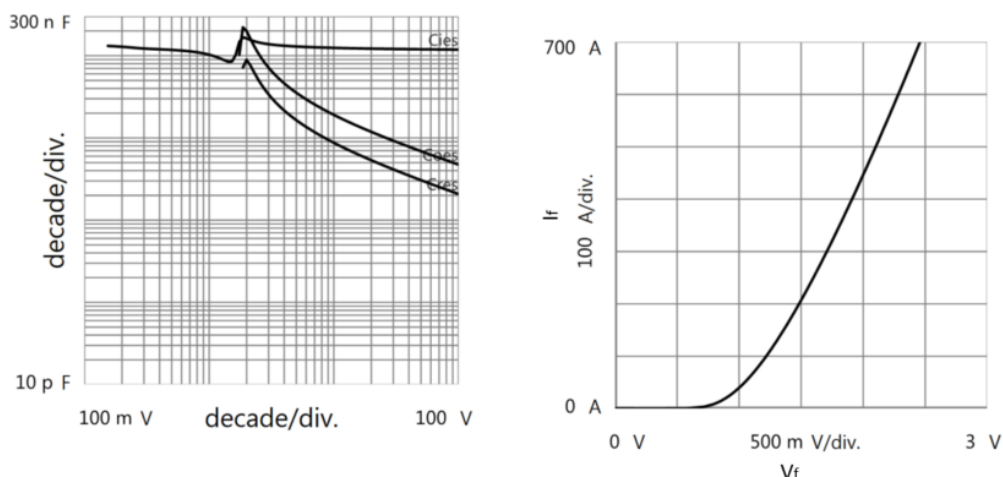


Kuva 43: Sonoscan-laitteella kuvattu tutkimuskomponentin 2 substraattikerros ja systeemijuotos eri mittauskerroilla

edelleen sama virta ja ilmiö havaitaan jännitteen nousuna. Toisaalta jo alkavat liitoslankavauriot kasvattavat resistanssia, joka nähdään yhtäläillä kulmakertoimen laskuna. Tämä ilmiö havainnollistuu hyvin kuvassa 45, kun vaiheiden U ja V mitaustuloksia tarkastelee. Päästöjännitteen kuvaajissa tapahtuu selkeä, huomattava muutos liitoslangan irrottua. Sitä edeltävät muutokset ovat maltillisimpia, mutta niistä voi jo havaita resistanssin kasvun, joka kielii alkavasta vaurioitumisesta. Päästöjännitekäyrässä havaitaan siis täysin sama ilmiö kuin tehosyklaajan mittaamassa  $V_{on}$ -kuvaajassa, joka on sekin jännite kollektorilta emitterille.

Tälle tutkimuskomponentille saatiin tehtyä myös mittaukset 1 ja 2 tuplapulssi-



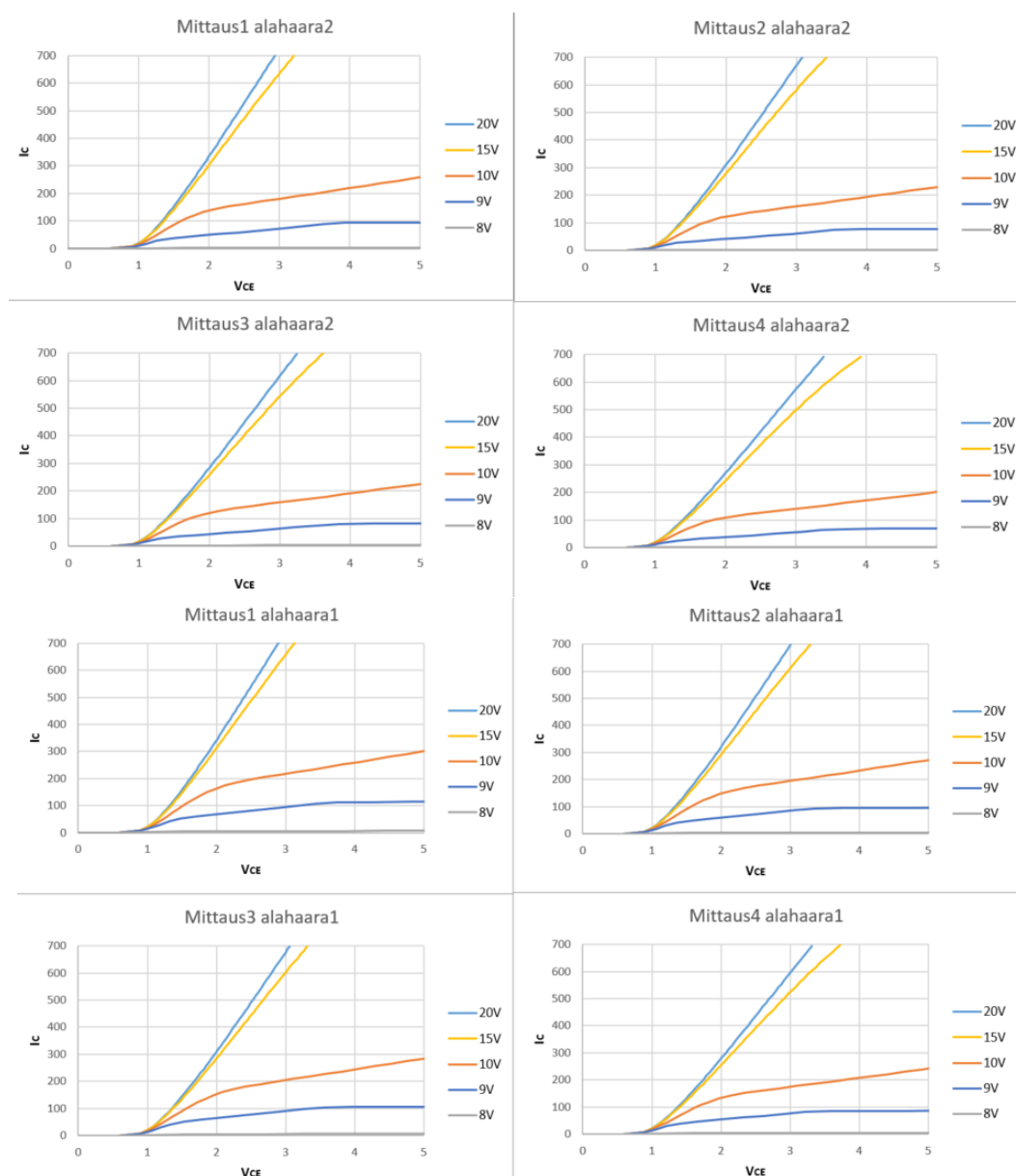


BVCES	Collector to Emitter Breakdown Voltage	VGE=0 V, IC=200 $\mu$ A	2.03 k
ICES	Collector Leakage Current	VCE=1.2 kV, VGE=0 V	144 n
IGES	Gate Leakage Current	VGE=20 V, VCE=0 V	1 m
IGES(-)	Gate Leakage Current (-)	VGE=-20 V, VCE=0 V	-1 m
VGE(th)	Gate to Emitter Threshold Voltage (VCE=VGE)	IC=20 mA	5.63
VCE(sat)	Collector to Emitter Saturation Voltage	VGE=15 V, IC=500 A, PulseWidth=200 $\mu$ s	63
VF	Freewheeling Diode Forward Voltage	VGE=0 V, IF=500 A, PulseWidth=200 $\mu$ s	2.05
Rg	Gate Resistance	VGE=0 V, f=100 kHz	1.67
Cies	Input Capacitance	VGE=0 V, VCE=25 V, f=1 MHz	-39.2 n
Coes	Output Capacitance	VGE=0 V, VCE=25 V, f=1 MHz	2.25 n
Cres	Reverse Transfer Capacitance	VGE=0 V, VCE=25 V, f=1 MHz	632 p

Kuva 44: Käyräpiirturin luoma datalehtinäkömä tutkimuskomponentin 2 likimain muuttumattomina pysyvistä mittauksista. Kuvan tulokset pysyivät samoina riippumatta tutkitusta alahaarasta. Komponenttien 1 ja 3 datalehtinäkömä on likimain samanlainen, poikkeuksena diodin päästöjännitekäyrä.

testerillä. Tuplapulssitesterin sytytyksen ja sammutuksen mittaustulokset on esitetty kuvassa 46. Nimeämiset noudattavat kappaleessa 2.5.1 *Standardin mukainen määritelmä* esitettyä standardia. Tuloksista huomataan, että sytytyksessä ei näy muutoksia mittauskertojen välillä. Matalimman lämpötilapisteen eli 25 °C:n mittauksissa lievä nousu johtuu siitä, että mittaus 2 tutkimuskomponentille 2 on tehty heti tutkimuskomponentin 1 jälkeen. Lämpölevy on jäähdytetty ennen mittausta, mutta mittaus on aloitettu, kun lämpölevy on ollut 25-26 °C. Talviaikaan laboratorion lämpötila on noin 21 °C, joka on ollut ensimmäisen mittauksen verroksi lämpötila.

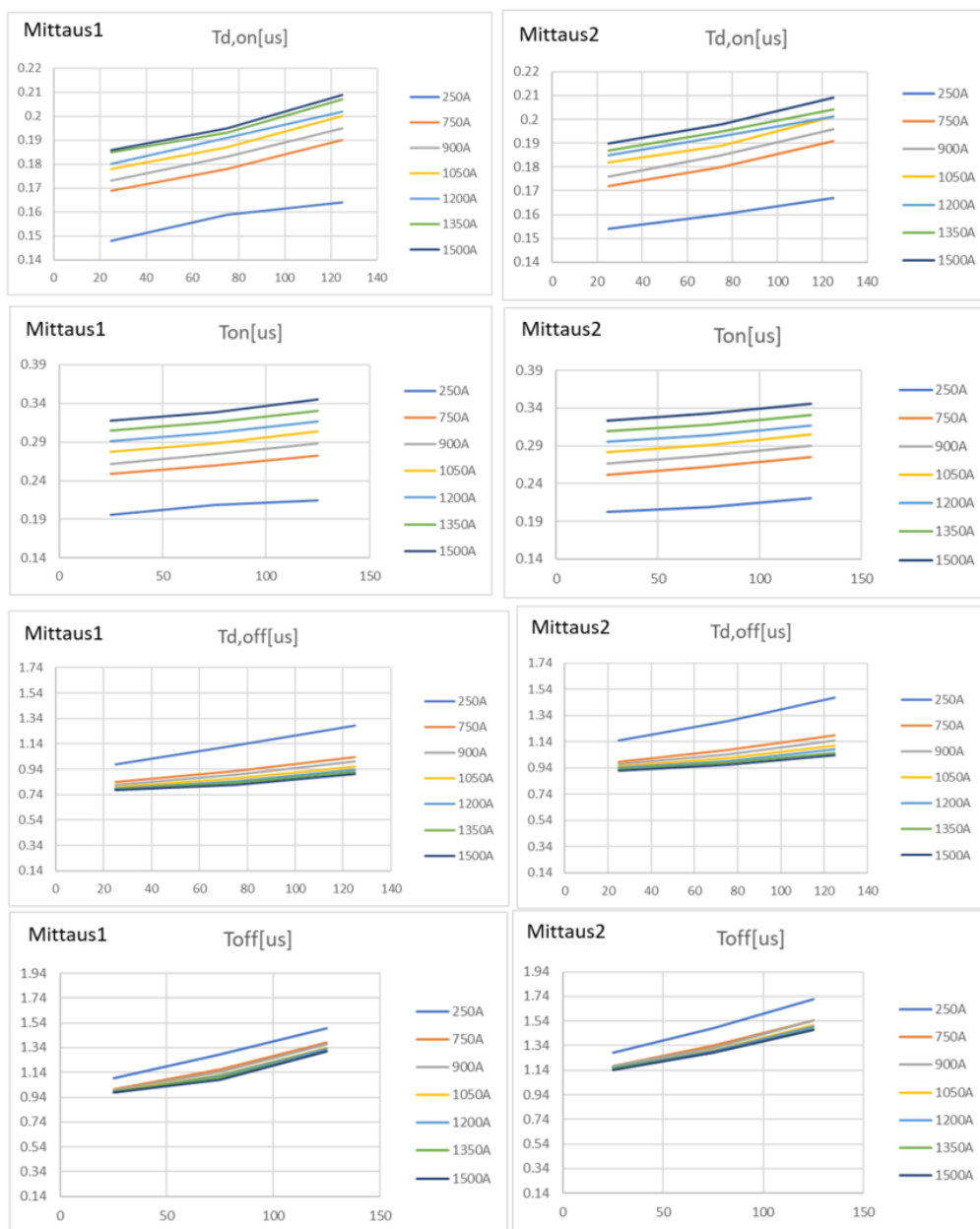
Poiskytkennässä on nähtävissä selkeä viiveen ja kytkentäajan kasvu, joka ei selity pelkällä mittausvirheellä. Kytkeytymisajoissa ja -viiveissä havaitaan mahdollisesti



Kuva 45: Käyräpiirturin mittaama päästöjännite eri mittauskerroilta useammalla hilajännitteen arvolla. Mittaustulokset on esitetty tutkimuskomponentin 2 alahaaran V-vaiheesta eli alahaarasta 2 ja U-vaiheesta eli alahaarasta 1.

ikäntymisen tuoma muutos sammutuksen yhteydessä. Testilaitteen epäkunnon takia varmuutta tuloksen pätevyydestä ei tämän työn puitteissa saada selvitettyä. Jatkotutkimuksen kannalta olisi kuitenkin hyvä jos tuplapulssitestit tehtäisi eri ikäisille komponenteille.

Tukimittauksen tarkoituksena oli antaa tietoa IGBT-moduulin sisäisistä muutoksista. Mittaustulokset olivat oletetun mukaiset ja muutoksia havaittiin oletetuissa mittauksissa. Oskilloskooppikuvat eivät tämänkään komponentin osalta kykene kertomaan kytkentöihin syntyneistä pienistä muutoksista. Passiivisyklatus tutkimuskomponentin 3 kytkentäkuvaajat on esitetty liitteessä E. Tutkimuskomponentin 2



Kuva 46: Tutkimuskomponentin 2 tuplapulssitesterin mittaustulokset sytytyksestä ja sammutuksesta

oskilloskooppikuvia ei analysoida erikseen.

### 5.2.2 Tutkimusajon tulokset ja tulosten analysointi

Tutkimuskomponentin 2 tutkimusajon tulokset on esitetty liitteessä C. Kuvassa C1 on esitetty status1-mittaukset, kuvassa C2 status2-mittaukset, kuvassa C3 desat1-mittaukset ja kuvassa C4 desat2-mittaukset. Kuvaajien yläpuolella on ilmoitettu virtamuuntimen mittaaman virran keskiarvo koko mittausajan ajalta. Virtamuuntimen mittaama virta ei vastaa oskilloskoopin kautta mitattua virtaa. Mitatun ja



todellisen virran arvot on esitetty taulukossa 3.

Kuten tutkimuskomponenttien 1 ja 3 mittauksissa myös näissä mittauksissa huomattiin, että sytytyksen desat2-mittaus ei ole mittaustarkkuuden rajoissa lämpötilariippuva. Virtariippuvuus on havaittavissa. Sytytyksen desat2-mittauksien tulokset on esitetty kahdessa virtapistessä raakadatana, sillä keskiarvoistaminen ei toisi tuloksiin lisäarvoa. Sammutuksen desat2-mittaus menettää lämpötilariippuvuuden virran kasvaessa, joten sitä ei voida hyödyntää luotettavasti isoimmilla virtapisteillä. Pienillä virroilla lämpötilariippuvuus näkyy. Lisäksi sammutusajan pitäisi lyhentyä virran kasvaessa, joka havaitaan hyvin kuvan C4 kahdessa alimmassa kuvaajassa. Virran kasvaessa lisää mittausaika lähteekin kasvamaan, jolloin mittausdata ei ole enää kunnossa. Tämän vuoksi desat2-mittaus ei ole itsessään varteenotettava indikaattori liitoslämpötilan estimointiin.

Sammutuksen desat1-mittauksissa ei myöskään nähdä lämpötilasta riippuvaa kasvua suuremmilla virta-arvoilla. Pienillä virroilla lämpötilasta riippuva kasvu nähdään, mutta mittaustuloksien kesken ei ole havaittavissa luotettavaa eroavaisuutta. Tulokset on siten esitetty vain kahden virtapisteen raakadatana.

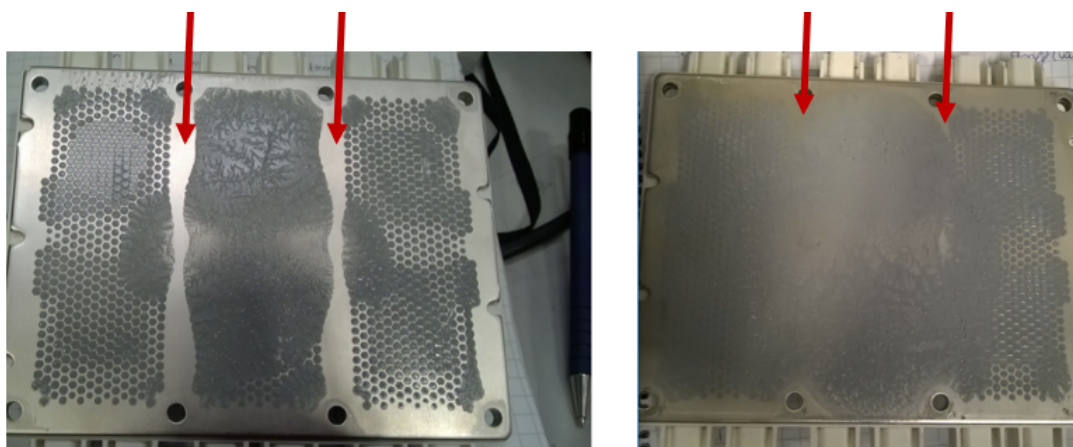
Sytytyksen desat1-mittauksissa näkyy lämpötilariippuvuus, mutta pienemmillä virta-arvoilla riippuvuus ei ole täysin lineaarinen. Virtariippuvuus näkyy mittauksissa hyvin. Tämän tutkimuskomponentin osalta sytytyksen desat1-mittausdata on esitetty neljästä virtapistestä keskiarvoistettuna. Alkuperäinen data on ollut samalla tavoin hajanaista, kuten tutkimuskomponenttien 1 ja 3 kuvissa B3 ja D3 oli esitetty. Tehosyklatun IGBT-moduulin osalta desat1-mittaus vaatii vielä lisätutkimusta. Kun vertaillaan mittauskertoja toisiinsa havaitaan, että mittauksen 4 sytytyksen desat1-mittausaika on selkeästi kasvanut suuremman virran toimintapisteillä. Mittauksen 3 osalta on kuitenkin vaikeampaa löytää syitä, miksi mittausaika on jäänyt lyhyimmäksi.

Kuten passiivisyklatuiden tutkimuskomponenttien kohdalla, niin myös tutkimuskomponentin 2 osalta tulokset analysoidaan tarkemmin statut-mittaustulosten perusteella. Kaikissa status-mittauksissa näkyy selkeästi lämpötila- ja virtariippuvuus ja jokainen mittauskerta asettuu omalle kasvukäyrälleen. Tämän vuoksi mittaustapahtuma on odotusarvoisesti luotettavampi ja totuudenmukaisempi, kuin desat-mittaukset.

Status-mittauksissa virtariippuvuus ei ole mittauksen alussa lämpötilan kasvaessa täysin lineaarinen. Tämä selittyy kuitenkin sillä, että mittausjärjestelmän lämpö ei ollut vielä täysin stabiloitunut ja NTC:n avulla mitattu lämpö ei siksi korreloi mittausaikojen kanssa. Tehosyklatun tutkimuskomponentin sytytyksen ja sammutuksen status-mittauksien kesken ei havaita kuitenkaan samanlaista loogisuutta kuin passiivisyklissä olleiden IGBT-moduulien kohdalla, jossa mittausajat sekä sytytyksen että sammutuksen osalta hidastuivat tai kasvoivat yhtenevästi. Tehosyklatun tutkimuskomponentin sytytyksen status-mittaustuloksissa näkyy mahdollisesti ikääntymisen tuomaa kasvua mittauksen 3 ja 4 osalta, mutta ilmiö näkyy vasta suuremman virran toimintapisteissä. Pienimmillä virroilla samanlaista yhteyttä ei havaita, vaan mittaus 3 on hitain ja mittaus 4 nopein. Lisää hämmennystä tuo vertailu sammutuksen tuloksiin, joissa suuremman virran toimintapisteissä mittaus 4 on nopein, vaikka se on tehty IGBT-moduulille, joka on ollut jo lähellä elinikänsä loppua. Mittaustuloksia

on tarkasteltu tarkemmin ja tulosten perusteella on luotu teoria, joka mahdollisesti selittäisi odotusten vastaisen mittaustuloksen.

Ensinnäkin mittauksiin on vaikuttanut useampi muuttuja, jolloin mittauskerrat eivät keskenään ole olleet täysin yhteneviä. Yksi selittävä tekijä on kuumailmapuhallin, joka on asennettu paikalleen ennen jokaista mittausta. Asetukset on pidetty samoina ja myös puhaltimen sijainti on ollut likimain sama. Puhallus on kohdistettu suoraan vastapäiselle tyhjälle jäähdytys-elementille. Lämmön nousu on tapahtunut likimain yhtä nopeasti jokaisella mittauskerralla. Mittauskertojen välillä on ollut enimmillään parin kolmen minuutin ero mittausajassa. Mittauskertoihin on voinut kuitenkin tulla pientä eroavaisuutta, jonka vuoksi ikääntyminen näennäisesti havaitaan tai sitä ei havaita, vaikka se todellisuudessa vaikuttaisi tuloksiin.



Kuva 47: Vasemmalla tutkimuskomponentin 2 pohjalevyn rasva kuvattuna ensimmäisen mittauskerran jälkeen ja oikealla rasvan leviäminen neljännen mittauskerran jälkeen

Toinen tuloksia selittävä tekijä on pohjalevyn pieni suoristuminen. Kuten kuvasta 47 nähdään, tehosyklauksen aikaansaama pohjalevyn suoristuminen ei ole yhtä voimakasta kuin passiivisyklauksen aikaansaama. Kuvaan on punaisilla nuolilla merkitty alue, jossa alussa ei ollut lämpörasvakontaktia ollenkaan ja johon lopulta on muodostunut kontakti. Lämmön johtavuuden parantuminen on saattanut vaikuttaa hiukan mittauskertojen keskinäiseen asettumiseen.

Mittaustulosten käyttäytyminen saattaisi selittyä myös virrantiheyden muutoksilla. Mittaus 2 on tehty, kun arviolta yksi liitoslanka on irronnut. Vaikka liitoslangoille jakautuva virta on kasvanut hieman, niin siruille kulkeutuva virran arvo on pysynyt entisellään. Ikäännytyksen edetessä virran jakautuminen IGBT-moduulin sisällä ei ole enää ollut tasaista. IGBT-moduulin läpi on kulkenut edelleen sama virta kuin aiemmissa mittauksissa, mutta liitoslankojen katkettua ja resistanssin kasvaessa yhdelle sirulle kulkeutuva virta on saattanut olla reilusti isompi kuin ikääntymättömänä. Liitoslämpötilan kasvun tiedetään vaikuttavan sekä sytytykseen että sammutukseen kasvattaen kytkentäaikaa ja -viivettä. Virran vaikutus sytytykseen ja sammutukseen on kuitenkin vastakkainen. Sytytyksessä isompi virta vaikuttaa kytkentäaikaa ja -viivettä kasvattavasti, mutta sammutuksessa isompi virta lyhentää kytkentäaikaa ja kytkentäviivettä. Teoria selittäisi miksi isoilla virroilla sytytyksen mittausaika kasvaa

ja sammutuksen lyhenee. Teoria selittäisi myös sen, miksi mittauksen 4 asettuminen suhteessa muihin mittauksiin riippuu virtapisteastä. Pienillä virroilla virtatasapainon muuttuminen ei vielä näy, mutta virran arvon kasvaessa mittauksen 4 kuvaaja hivuttautuu sytytyksessä ylemmäs ja sammutuksessa alemmas. Sytytyksen status2-mittaus osuu samalle hetkelle kuin diodin kommutoitumisesta johtuva takavirran piikki. Takavirta jakautuu myös eri tavalla IGBT-moduulin sisällä, jolloin mittauksen 4 kohdalla nähdään selkeä ero aikaisempiin mittauksiin.

Lisäksi mittausjärjestelmän päälläoloaika on ollut vain  $60\ \mu\text{s}$  ja ennen seuraavaa kytkentää on ollut  $1\ \text{ms}$  poiskytkentäaika. Päälläolon aikana liitoslämpötila ei ole välttämättä noussut riittävästi, jotta ero mittauskertojen välillä olisi ollut riittävä ja siten selkeästi havaittavissa. Poiskytkentäaika on ollut suhteessa päälläoloaikaan pitkä, jolloin liitoslämpötila on ehtinyt tasaantumaan takaisin lähtöarvoonsa ennen uutta kytkentää. Systeemi juotos on pysynyt muuttumattomana mittauskertojen välillä, joten voidaan olettaa, että lämmön johtuminen jäähdytyselementtiin on pysynyt likimain samana. Siruliitoksen juotoksen heikkeneminen on toki voinut vaikuttaa lämmönjohtumiseen. Kuitenkin voidaan olettaa, että päällekytkennän alkaessa liitoslämpötila on ollut tasaantunut ja kytkennän virran lämmittävä vaikutus ei ole ehtinyt vaikuttamaan mittausajan pituuteen. Oletus on, että IGBT-moduulin sisäinen virrantiheyden muuttuminen vaikuttaisi dominoivasti sytytyksen statuskuvaajissa näkyvään mittausaikojen kasvuun mittauksen 4 kohdalla.

Sammutuksessa liitoslämpötilan vaikutus on mahdollisesti kompensoitunut virrantiheyden muutoksen seurauksena, joka nähdään sammutuksen statuskuvaajissa kytkentäaikojen lyhentymisenä suuremmilla mittausvirroilla. Jatkotutkimuksen kannalta olisi hyvä käyttää pidempää päälläoloaikaa, jolloin mahdollisesti liitoslämpötilan vaikutus pääsisi paremmin näkyviin sammutuksen osalta.

Virrantiheyden muutoksen vaikutuksista kytkentäviiveiden ja -aikojen mittauksiin ei ole tehty tieteellistä tutkimusta. Lisätutkimus on tarpeen, jotta tuloksien pätevyys voidaan todentaa.

Statusmittaukset vaativat lisätutkimusta. Niissä on selkeästi havaittavissa lämpötilariippuvuus, joka näkyy jokaisessa mittauksessa mittausajan kasvuna, NTC-lämpötilan noustessa. Selkeää selittävää ikääntymisen tuomaa eroavaisuutta ei kyetä havaitsemaan tämän työn puitteissa tehosyklatun komponentin osalta.

## 6 Johtopäätökset ja jatkotutkimusehdotukset

Tässä työssä tutkittiin IGBT:n kytkeytymisaikojen mittaamista jännitteen takaisin-kytkennän tilabittien avulla. Työn aikana rakennettiin mittausjärjestelmä ja siihen toimiva ohjaus- ja mittauslogiikka. Työssä käsiteltiin IGBT:n toimintaa ja valikoituihin osiin ikääntymistä ja vikaantumista. Työssä käsiteltiin myös kytkeytymisaikoihin vaikuttavia tekijöitä ja nykyisin yleisesti käytössä olevan lämpömallin perusteita. Työn aikana tehtiin myös paljon mittauksia. Mittalaitteet ja perusteet niiden käytölle on selitetty tarkemmin. Lopuksi mittaustulokset on koottu yhteen ja analysoitu.

Tämän työn tutkimus antoi hyvää tietoa IGBT-moduulin kytkeytymisaikojen mittaamisesta. Lupaavimmilta vaikuttavat mittausmenetelmät olivat status-valvontaan perustuvat mittaukset. Tuloksissa näkyi lähes lineaarinen lämpötilariippuvuus toimintapisteestä riippumatta, joka mahdollistaisi lämpötilan estimoinnin useassa toimintapisteessä. Toisaalta tutkimuskomponenttien ikääntyminen ei näkynyt tuloksissa odotetulla tavalla. Aihealue vaatii vielä lisätutkimusta todellisessa käyttöympäristössä, jotta mittaustulosten luotettavuutta voidaan estimoida tarkemmin. Saadut mittaustulokset antoivat kuitenkin hyvää taustatietoa millaisia ilmiötä tuloksissa saattaa näkyä. Vasta tulevien mittauksien perusteella voidaan luoda tarkemmin teoria siitä, miten ikääntyminen näkyy käyrämuodoissa ja pystyykö käyrämuotojen muutoksista havainnoimaan eri ikääntymisilmiöitä.

Mittaukset, jotka perustuivat desaturatioon, olivat hajanaisemmat. Desaturatioon perustuvissa mittauksissa toimintapiste vaikutti osaan tuloksista. Lisäksi kaikista mittaustuloksista ei kyennyt saamaan luotettavaa hajontaa eri mittauskertojen väliltä. Yksistään desat-mittaukset eivät vaikuttaisi toimivan kytkeytymisaikojen mittaamiseen. Desaturatiomittausten osalta tutkimusta kannattaa kuitenkin jatkaa. Ne voivat toimia tukimittauksena status-mittausten ohella. Desat-mittausten muuttuminen todellisessa käyttöympäristössä täytyy selvittää. On mahdollista, että jossain desaturatiomittauksessa havaitaan selkeä muutos ennen komponentin tuhoutumista, jolloin sen käyttö vian ennustamiseen olisi mahdollinen.

Jos tässä työssä esiteltyt kytkeytymisaikojen mittausmenetelmät eivät jatkotutkimuksesta huolimatta toimi vikaantumisen ja jäljellä olevan eliniän ennustajina, niin kirjallisuudessa on esitetty myös muita kytkentäviiveen mittausmenetelmiä. Lähdeaineistoissa ei ole juurikaan tutkittu IGBT:n sytytysviiveen ja liitoslämpötilan yhteyttä, sillä lähdeaineistot ovat keskittyneet sammutusviiveen mittaamiseen. Yksi tällaisista menetelmistä on hyödyntää IGBT-moduulin hajainduktansseihin indusoitunutta jännitettä viiveen laskemiseen. Menetelmä on esitetty tarkemmin lähteessä [1].

Työ keskittyi kytkeytymisaikojen mittaamiseen, mutta työn aikana saatiin valtava määrä myös muuta tärkeää tietoa ikääntymisen tuomista muutoksista. Pohjalevyn suoristuminen erityisesti passiivisyklauksessa oli odotettua merkittävämpää, eikä passiivisyklauksen vaikutusta päästöjännitteeseen oltu aikaisemmin tutkittu. Odotusten vastaisesti päästöjännitekuvaajissa näkyi kulmakertoimen muutosta. Tehosyklauksen vaikutukset olivat odotetun mukaiset, mutta aikaisemmin mittauksia ei kyseiselle komponentille oltu tehty. Kaiken kaikkiaan työnaikana saatiin valtavan paljon tietoa ikääntymisen havainnoinnista ja näkymisestä eri menetelmin.

## Viitteet

- [1] Luo, H., Chen, Y., Sun P., Li W., ja He X. *Junction Temperature Extraction Approach With Junction Turn-Off Delay Time for High-Voltage High-Power IGBT Modules*, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL 31. NO 7, 2016, s. 5122-5132
- [2] Brown, D. W. *Turn-Off Time as an Early Indicator of Insulated Gate Bipolar Transistor Latch-up*. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*., VOL 27, NO 2, 2012, s. 479–489.
- [3] Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P., *Power Electronics: Converters, Applications and Design* 3. painos. USA, John Wiley & sons, 2003
- [4] Niiranen, J. *Tehoelektroniikan komponentit*, 4. painos. Helsinki, Otatieto, 2007
- [5] Kuisma, M., Leinonen, S., *Puolijohteet*, Lappeenrannan teknillinen yliopisto, Verkkodokumentti, viitattu 17.10.2018, Saatavissa:  
<http://www.kuisma.eu/elper/6puolijohteet/2puolijohde.html>
- [6] Sinkkonen, J., *Puolijohdeteknologian perusteet*, Otaniemi, 1996
- [7] Toropainen, S., *IGBT:n liitoslämpötilan määrittäminen taajuusmuuttajassa*, Aalto-yliopisto, Sähkötekniikan korkeakoulu, 2016
- [8] Khanna, V. K., *The Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT): Theory and design*. USA, John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [9] Hämäläinen, J., *Eristetyllä hilalla varustetun bipolaaritransistorin vikaantumismekanismien tunnistaminen*, Aalto-yliopisto, Sähkötekniikan korkeakoulu, 2018
- [10] *A Review on Power Semiconductor Devices*, verkkodokumentti, viitattu 20.9.2018. Saatavissa:  
<https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/a-review-on-power-semiconductor-devices/>
- [11] Lounila, M., *IGBT*, ABB:n sisäinen dokumentti. 2. painos. Helsinki, 2007
- [12] Iwamuro, N., Laska, T., *IGBT History, State-of-the Art, and Future Prospects*, *IEEE Transactions on Electron Devices*. VOL 64, NO 3, 2017, s. 741–752.
- [13] Wintrich, A., Nicolai, U., Tursky, W., Reimann, T., *Application Manual Power Semiconductor*, Nuremberg, Saksa, 2015
- [14] *IGBT tutorial*, verkkodokumentti, viitattu 26.9.2018 Saatavissa:  
[https://www.microsemi.com/document-portal/doc\\_view/14696-igbt-tutorial](https://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/14696-igbt-tutorial)

- [15] Infineon, FS500R17OE4D, datalehti, saatavissa:  
[https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FS500R17OE4D-DS-v03\\_00-en\\_de.pdf?fileId=5546d46145f1f3a40145fb209c810fee](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FS500R17OE4D-DS-v03_00-en_de.pdf?fileId=5546d46145f1f3a40145fb209c810fee)
- [16] Baliga, B. J., *The IGBT Device, Physics, Design and Application of the Insulated Gate Bipolar Transistor*, USA, Elsevier, 2015
- [17] Ott, R. & co., *New Superior assembly technologies for modules with high power densities*, Saksa, PCIM, 2010 , Saatavissa:  
<https://www.infineon.com/dgdl/New+superior+assembly+technologies+for+modules+with+highest+power+densities.pdf?fileId=db3a3043284aacd8012872208b8453ff>
- [18] Leonrosenbaum, Kuvalähde, File: Ausschnitt Infineon Igbt-Modul.jpg  
Saatavissa:  
[https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Ausschnitt\\_Infineon\\_IGBT-Modul.jpg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Ausschnitt_Infineon_IGBT-Modul.jpg), 2013
- [19] Maula, K., *Switching time and energy definitions*, ABB:n sisäinen dokumentti, rev. 2, 2011
- [20] Pengfei, S., Haoze, L., Yufei D., Wuhua L., Xiangning H., Guodong C., Enxing, Y., Zuyi D., *Online Junction Temperature Extraction with Turn-off Delay Time for High Power IGBTs, 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, USA, 2014
- [21] 3.1.2019 käyty keskustelu Joonas Puukon (D.Sc.) kanssa.
- [22] Volge, A., Hornkamp M., *IGBT Modules: Technologies, Driver and Application*, 2. painos, Saksa, Infineon, 2012
- [23] Ciappa, M., *Some Reliability Aspects of IGBT Modules for High-Power Applications*, Sveitsi, 2001
- [24] Smet, V., Forest, F., Huselstein, J. J., Richardeau, F., Khatir, Z., Lefebvre, S., Berkani, M., *Aging and Failure Modes of IGBT Modules in High-Temperature Power cycling, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 58, NO. 10, 2011
- [25] Bangbing, S., Shiwei, F., Lei, S., Yamin, Z., Hui, Z., *Junction Temperature Measurement Method for Power MOSFETs Using Turn-On Delay of Impulse Signal, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 33, NO. 6, 2018
- [26] Ciappa, M., *Selected failure mechanism of modern power modules, Microelectronics Reliability*, VOL 42, NO 4-5, s.653–667, 2002
- [27] *Inductor parameters & Specifications*, verkkodokumentti, viitattu 4.4.2019, saatavissa:  
[https://www.electronics-notes.com/articles/electronic\\_components/inductors-transformers/inductor-parameters-specifications.php](https://www.electronics-notes.com/articles/electronic_components/inductors-transformers/inductor-parameters-specifications.php)

- [28] Rokka, E., Hyria aikuiskoulutus Oy, Tulityökortti: *Tulitöiden turvallisuuskurssin selkokielineen lisämateriaali maahanmuuttajille*, saatavissa:  
[https://www.hyria.fi/files/8939/Tulityokortti\\_selkomateriaali\\_12ER.pdf](https://www.hyria.fi/files/8939/Tulityokortti_selkomateriaali_12ER.pdf), 2012
- [29] *VLSI Design - VHDL Introduction*, verkkodokumentti, viitattu 26.4.2019, saatavissa:  
[https://www.tutorialspoint.com/vlsi\\_design/vlsi\\_design\\_vhdl\\_introduction.htm](https://www.tutorialspoint.com/vlsi_design/vlsi_design_vhdl_introduction.htm)
- [30] O’Sullivan, D., *IGBT Overcurrent and Short-Circuit Protection in Industrial Motor Drives*, verkkodokumentti, viitattu 28.3.2018, saatavissa:  
<https://www.analog.com/en/technical-articles/igbt-overcurrent-and-short-circuit-protection-in-industrial-motor-drives.html>
- [31] ABB:n sisäinen Sonoscan-ohje, päivitetty 25.4.2014
- [32] Maula, K., *Double Pulse IGBT Tester system, System description*, ABB:n sisäinen ohje, versio 5, 2014
- [33] Ingman, J., *EP+ Passive Thermal Shock Test*, ABB:n sisäinen materiaali, 2019
- [34] 15.1.2019 käyty keskustelu Aleksi Vullin (M.Sc) kanssa
- [35] Aleksi Vulli, *Accelerated ageing and prognostics of silicon carbide power MOSFET*, Aalto-yliopisto, Sähkötekniikan korkeakoulu, 2018

## A VHDL ohjauslogiikka

```

47 library ieee;
48 use ieee.std_logic_1164.all;
49 use ieee.numeric_std.all;
50 use ieee.std_logic_unsigned.all;
51
52 entity pulsegen is
53 port( clk      : in  std_logic;
54       resetb   : in  std_logic;
55       period   : in  std_logic_vector(31 downto 0);
56       offtime  : in  std_logic_vector(31 downto 0);
57       cooldown : in  std_logic_vector(31 downto 0);
58       n_sw     : in  std_logic_vector(11 downto 0);
59       k        : in  std_logic_vector(31 downto 0);
60       con      : out std_logic -- phase state out, 1=high 0=1
61       );
62 end pulsegen;
63
64 architecture rtl of pulsegen is
65
66     signal master_ctr : std_logic_vector(31 downto 0);
67     signal period_ctr : std_logic_vector(31 downto 0);
68     signal n_ctr      : std_logic_vector(11 downto 0);
69     signal period_time: std_logic_vector(31 downto 0);
70     signal k_ctr      : std_logic_vector(11 downto 0);
71
72 begin
73     pulsegen_pro : process (resetb,clk)
74     begin
75         if resetb = '0' then
76             master_ctr <= (others => '0');
77             period_ctr <= (others => '0');
78             n_ctr      <= (others => '0');
79             period_time <= period;
80             k_ctr      <= (others => '0');
81             con        <= '0';
82
83             elsif rising_edge(clk) then
84
85                 if n_ctr > k_ctr then
86                     period_time <= period_time + k;
87                     k_ctr      <= k_ctr + 1;
88                 end if;
89
90                 if period_ctr > period_time then
91                     period_ctr <= (others => '0');
92                     n_ctr      <= n_ctr + 1;
93                 else
94                     period_ctr <= period_ctr + 1;
95                 end if;
96
97                 if master_ctr > cooldown or n_sw = 0 then
98                     master_ctr <= (others => '0');
99                     period_ctr <= (others => '0');
100                     n_ctr      <= (others => '0');
101                     period_time <= period;
102                     k_ctr      <= (others => '0');
103                 else
104                     master_ctr <= master_ctr + 1;
105                 end if;
106
107                 if period_ctr > offtime then
108                     con <= '1';
109                 else
110                     con <= '0';
111                 end if;
112
113                 if n_ctr >= n_sw then
114                     con <= '0';
115                 end if;
116
117             end if;
118         end process pulsegen_pro;
119     end rtl;
120

```

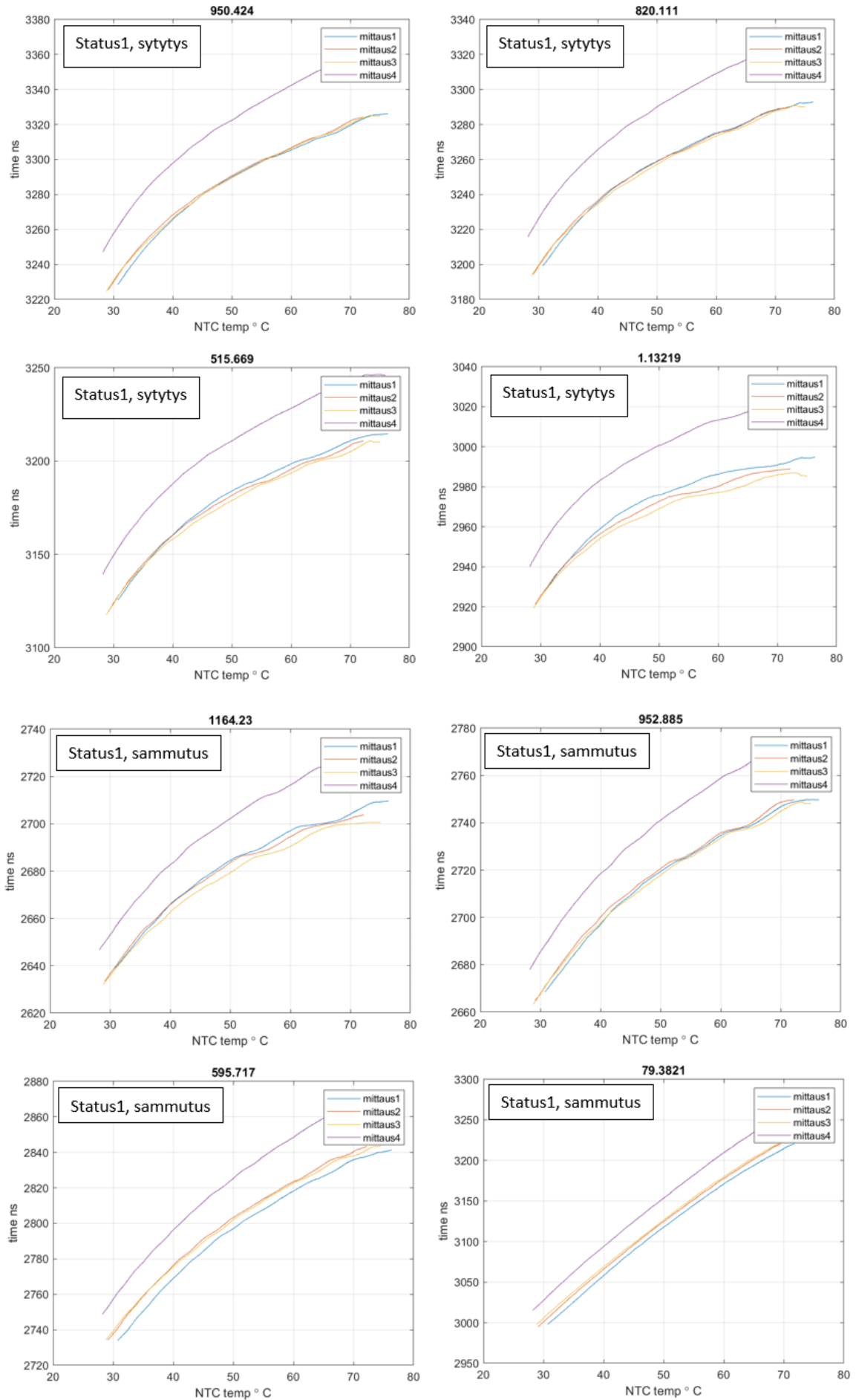
Kuva A1: Halutunlaisen syklin ohjaukseen käytetty ohjauslogiikka



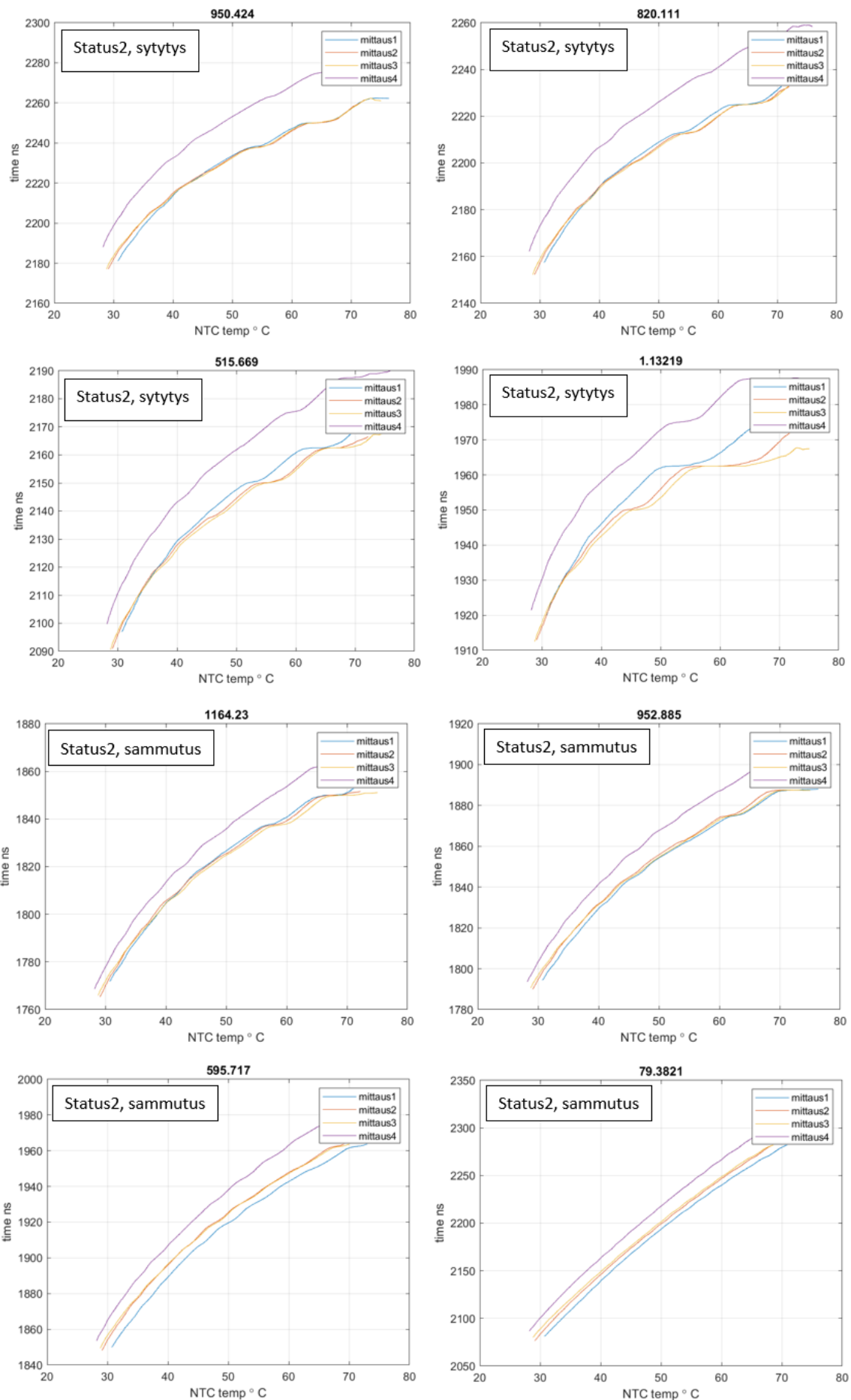
## B Mittaustulokset tutkimuskomponentti 1

Passiivisyklatus tutkimuskomponentin 1 tutkimusajon tulokset on esitetty tässä liitteessä. Kuvaajien tarkempi analysointi on tehty kappaleesta 5.1.2 *Tutkimusajon tulokset ja tulosten analysointi*, sivulta 58 alkaen.

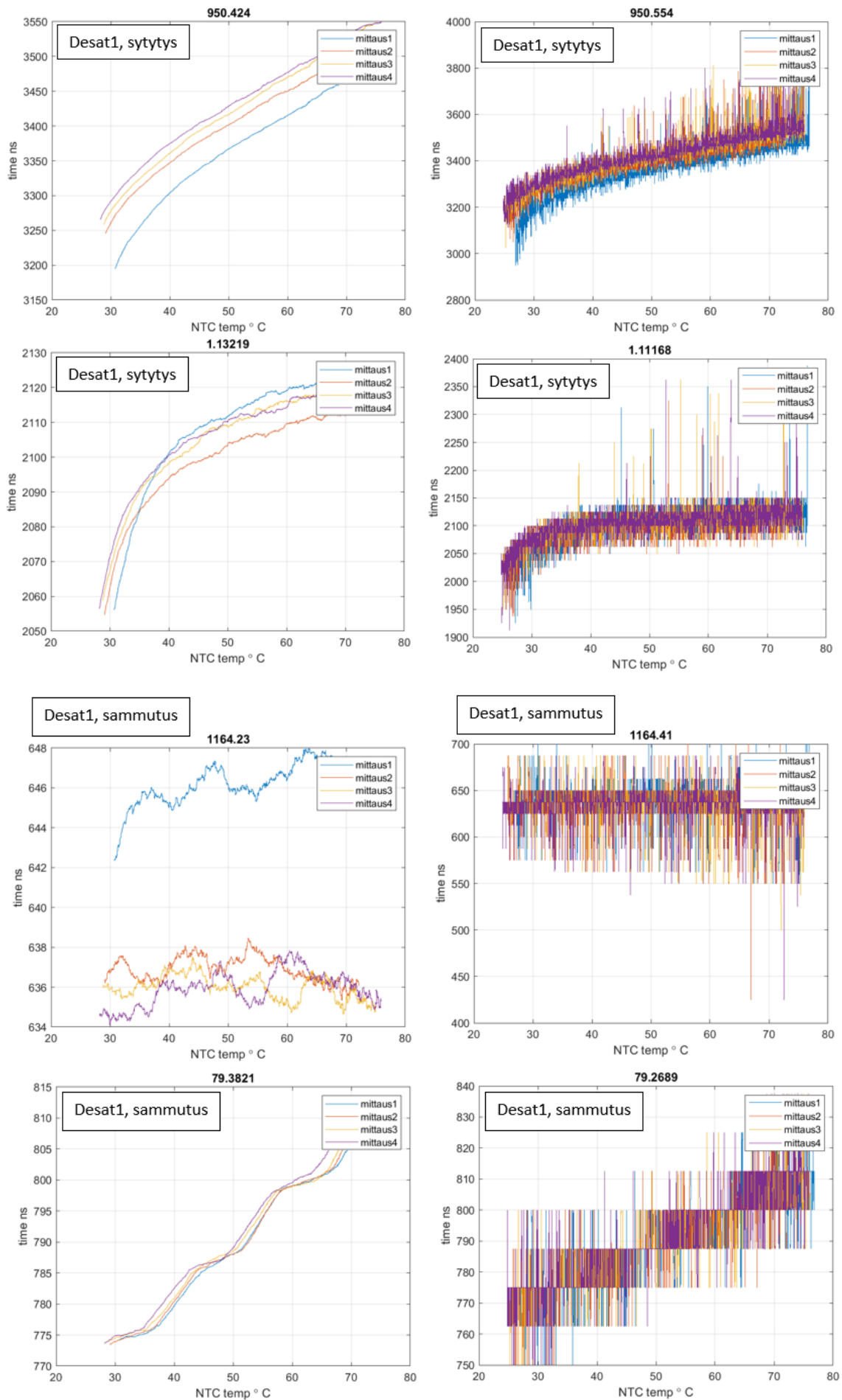
Tutkimustulokset on esitetty NTC-lämpötilan funktiona. Saman toimintapisteen eri mittaukset on esitetty samassa kuvaajassa. Kuvaajat on jaettu ryhmiin mittausmenetelmien perusteella. Kuvaaja on nimetty tutkimusajon toimintapisteen virran keskiarvona. Virta on mitattu invertterin virtamuuntimella. Arvo ei täysin vastaa oskilloskoopin kautta mitattua virtaa. Taulukossa [3](#) sivulla 37 on esitetty tarkemmin toteutuneen virran ja virtamuuntimella mitatun virran vastaavuudet.



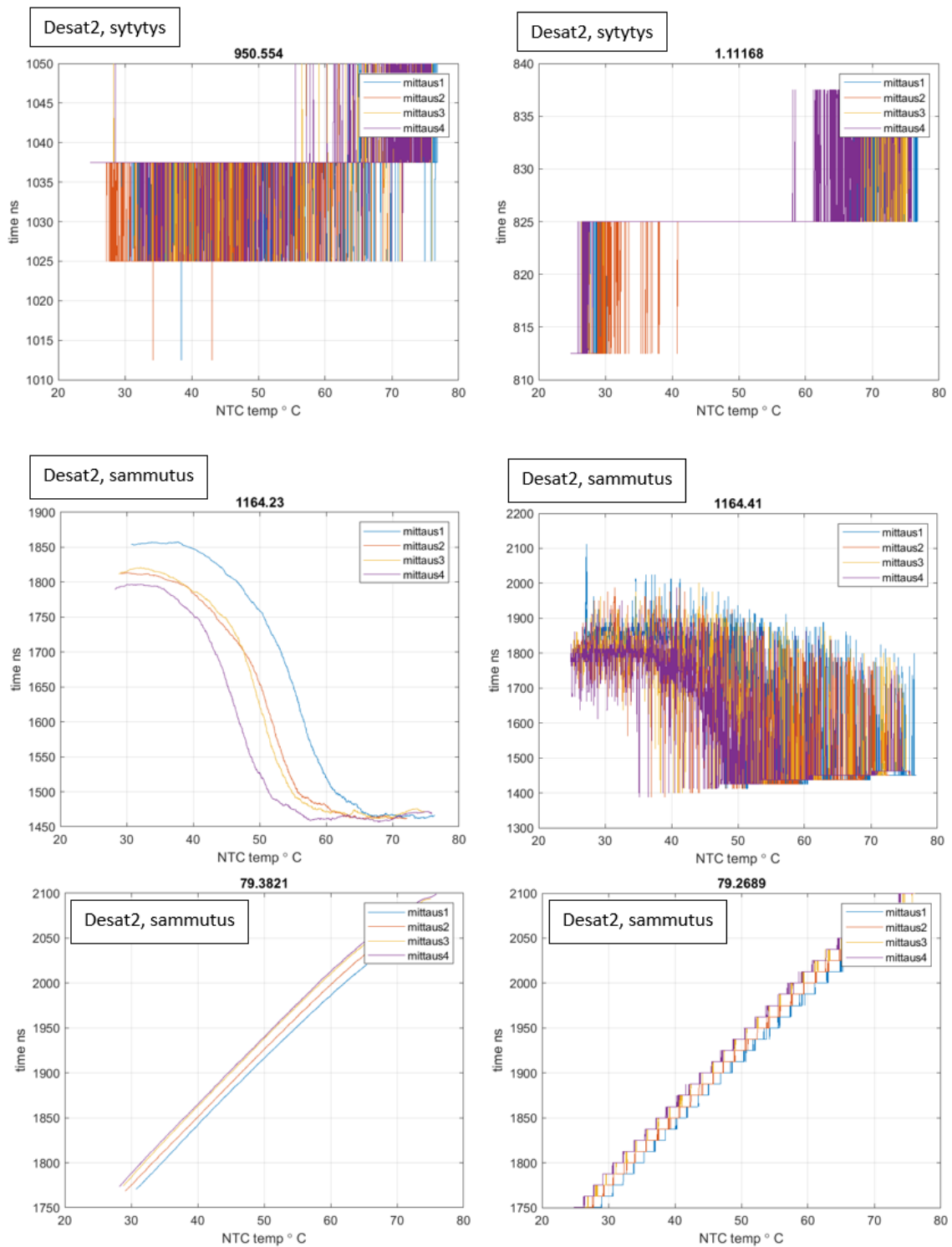
Kuva B1: Tutkimuskomponentin 1 sytytyksen ja sammutuksen status1-mittaustulokset keskiarvoistettuna useammassa virtapisteessä



Kuva B2: Tutkimuskomponentin 1 sytytyksen ja sammutuksen status2-mittaustulokset keskiarvoistettuna useammassa virtapisteessä



Kuva B3: Tutkimuskomponentin 1 desat1-mittaustulokset sytytyksestä ja sammutuksesta. Vasemmalla puolella on esitetty keskiarvoistettu tulos ja oikealla puolella on nähtävissä alkuperäinen raakadata.

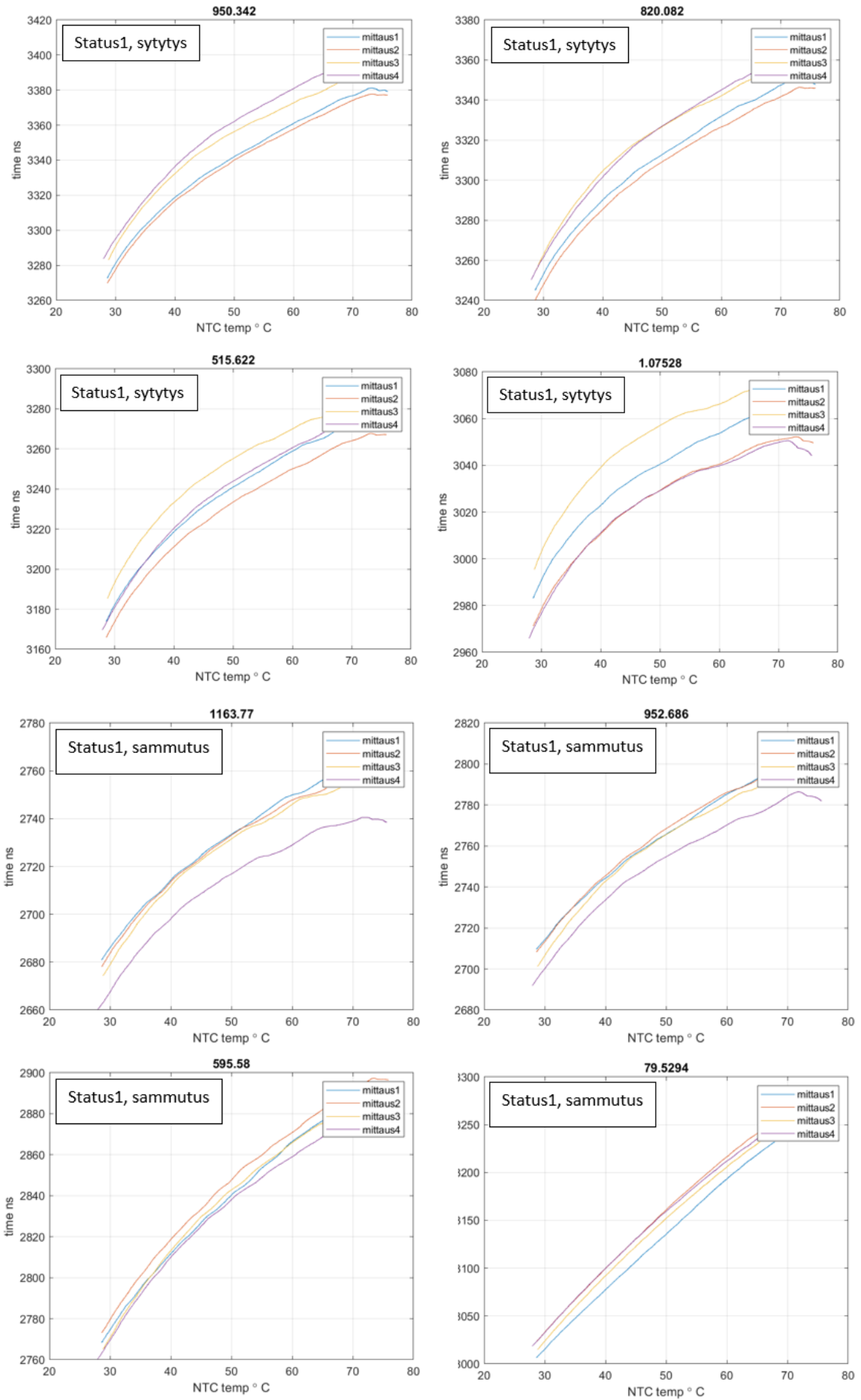


Kuva B4: Tutkimuskomponentin 1 desat2-mittaustulokset. Sytytyksestä on esitetty raakadata kahdella eri virtapistteellä. Sammutuksen osalta vasemmalla puolella on esitettyä keskiarvoistettu tulos ja oikealla puolella on nähtävissä alkuperäinen raakadata.

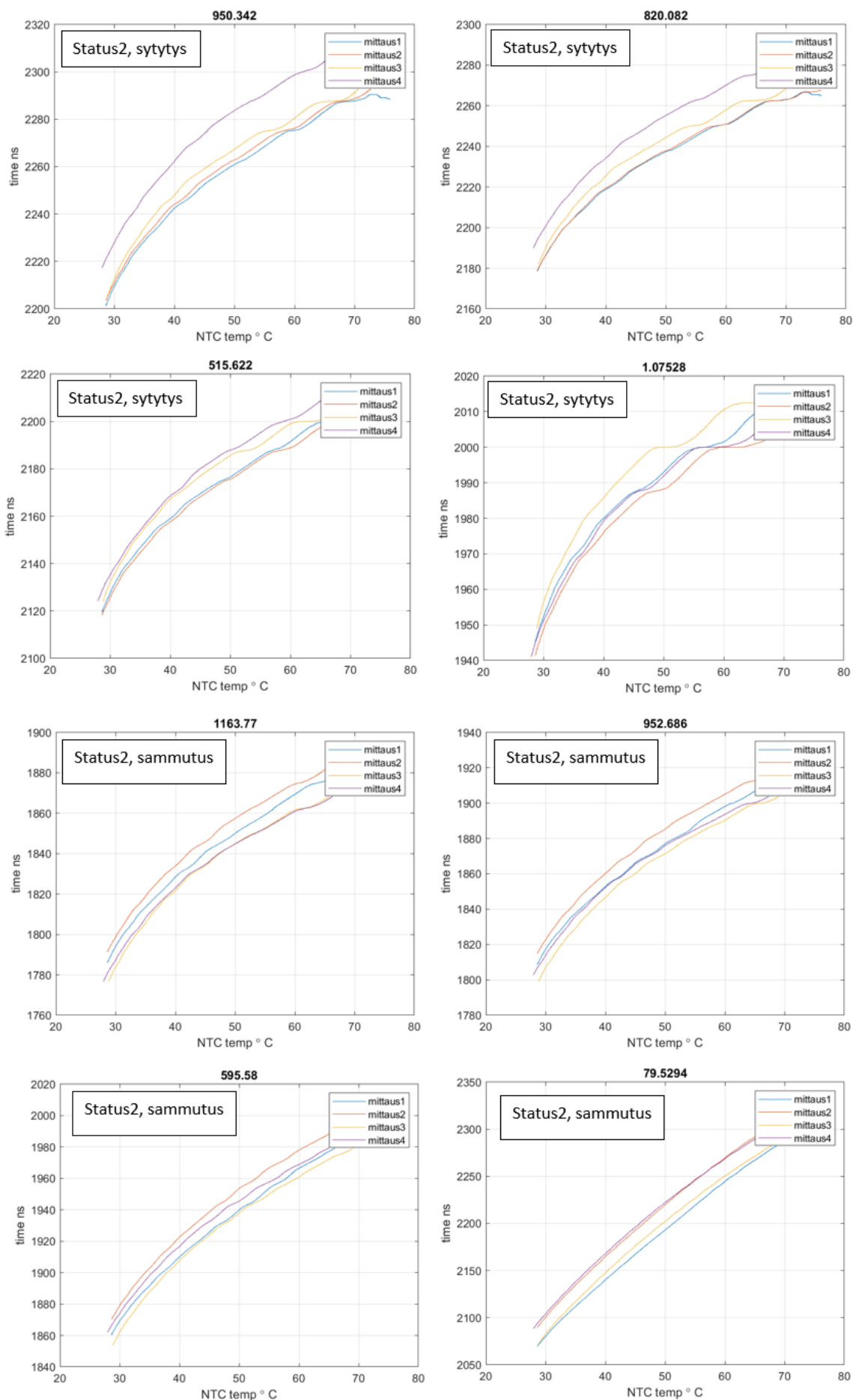
## C Mittaustulokset tutkimuskomponentti 2

Tehosykatun tutkimuskomponentin 2 tutkimusajon tulokset on esitetty tässä liitteessä. Kuvaajien tarkempi analysointi on tehty kappaleesta 5.2.2 *Tutkimusajon tulokset ja tulosten analysointi*, sivulta 67 alkaen.

Tutkimustulokset on esitetty NTC-lämpötilan funktiona. Saman toimintapisteen eri mittauskerrat on esitetty samassa kuvaajassa. Kuvaajat on jaettu ryhmiin mittausmenetelmien perusteella. Kuvaaja on nimetty tutkimusajon toimintapisteen virran keskiarvona. Virta on mitattu invertterin virtamuuntimella. Arvo ei täysin vastaa oskilloskoopin kautta mitattua virtaa. Taulukossa [3](#) sivulla 37 on esitetty tarkemmin toteutuneen virran ja virtamuuntimella mitatun virran vastaavuudet.

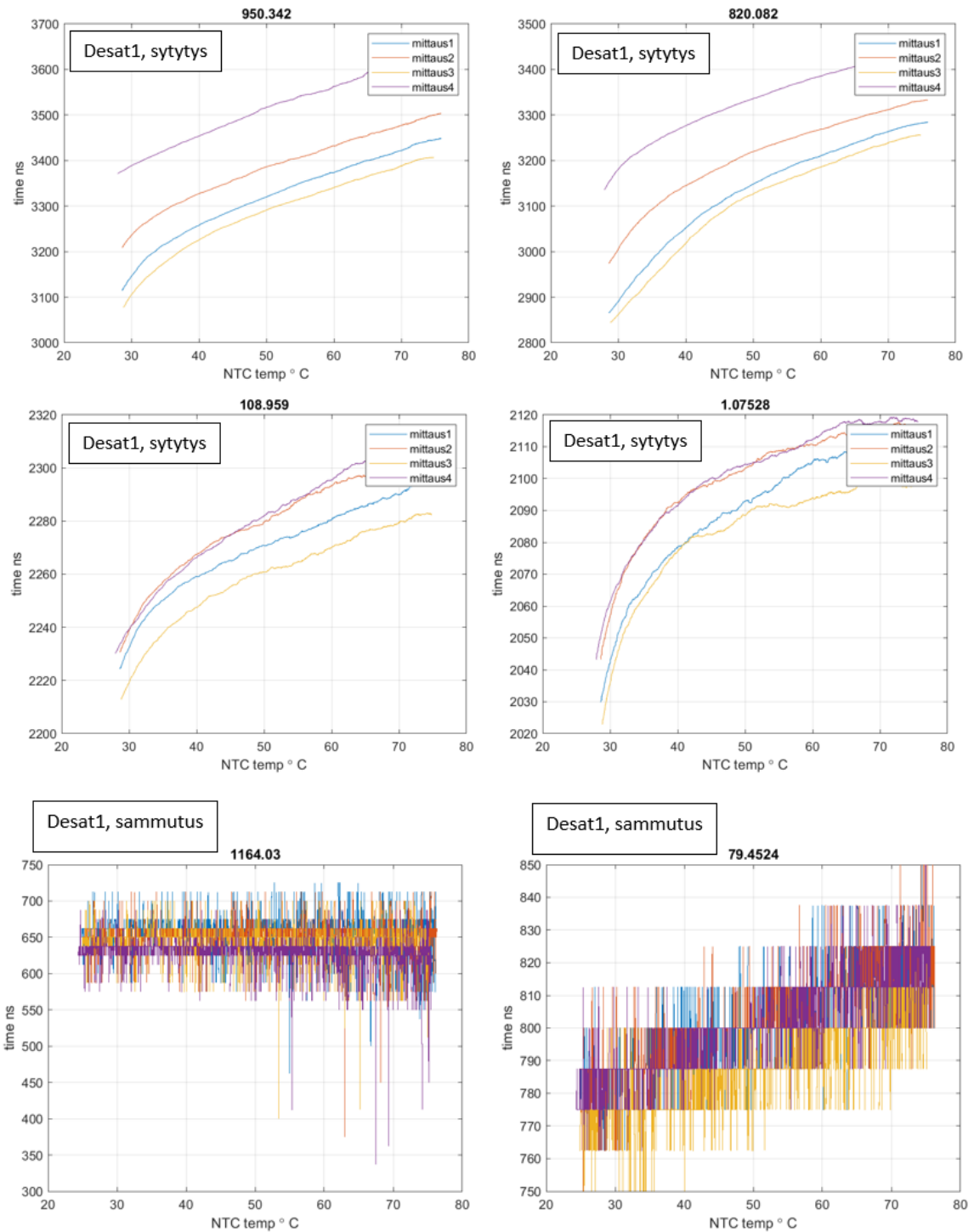


Kuva C1: Tutkimuskomponentin 2 sytytyksen ja sammutuksen status1-mittaustulokset keskiarvoistettuna useammassa virtapisteessä

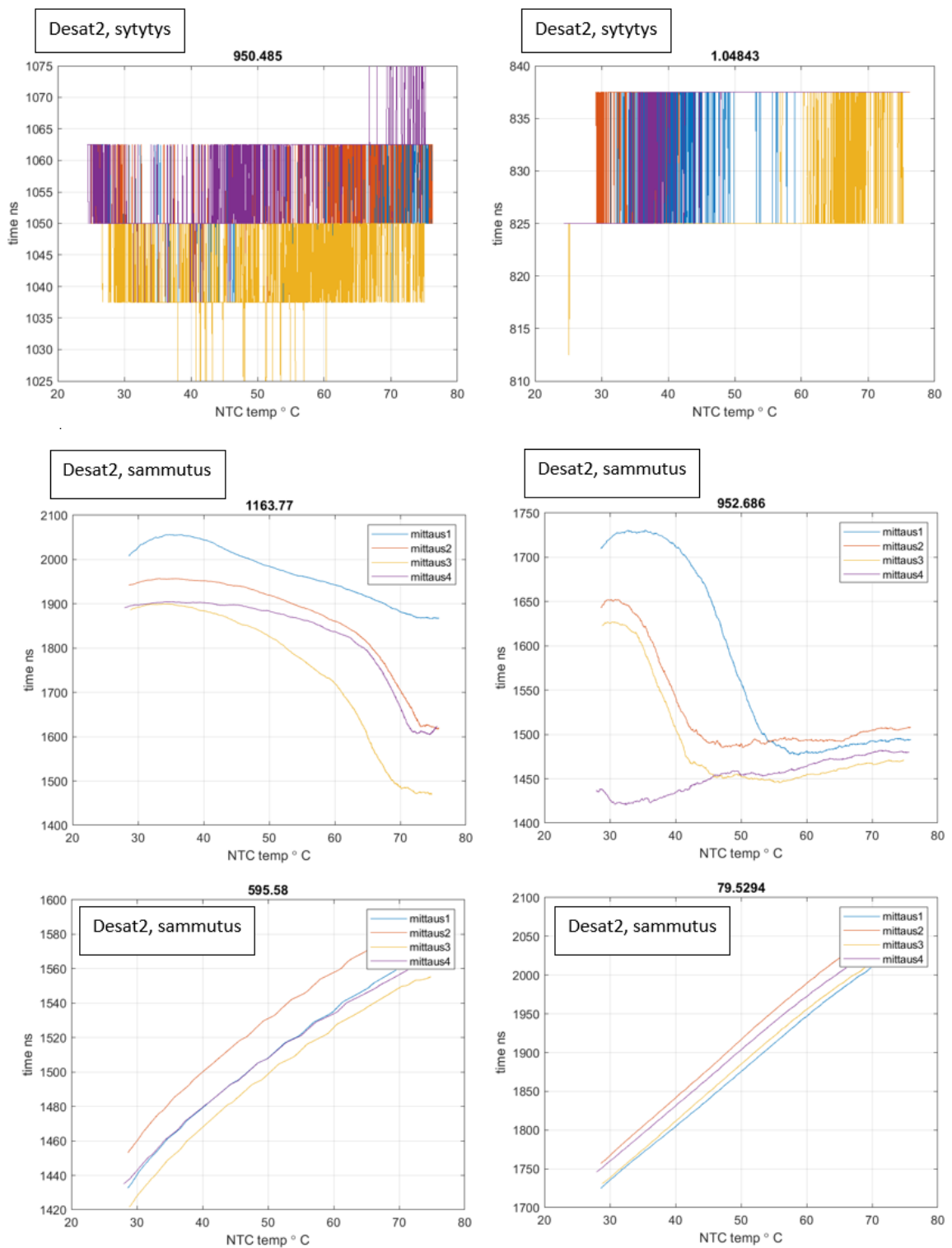


Kuva C2: Tutkimuskomponentin 2 sytytyksen ja sammutuksen status2-mittaustulokset keskiarvoistettuna useammassa virtapisteessä





Kuva C3: Tutkimuskomponentin 2 desat1-mittaustulokset sytytyksestä ja sammutuksesta. Sytytyksen osalta on esitetty keskiarvoistettu tulos neljässä virtapisteessä. Sammutuksesta on esitetty raakadata kahdessa virtapisteessä

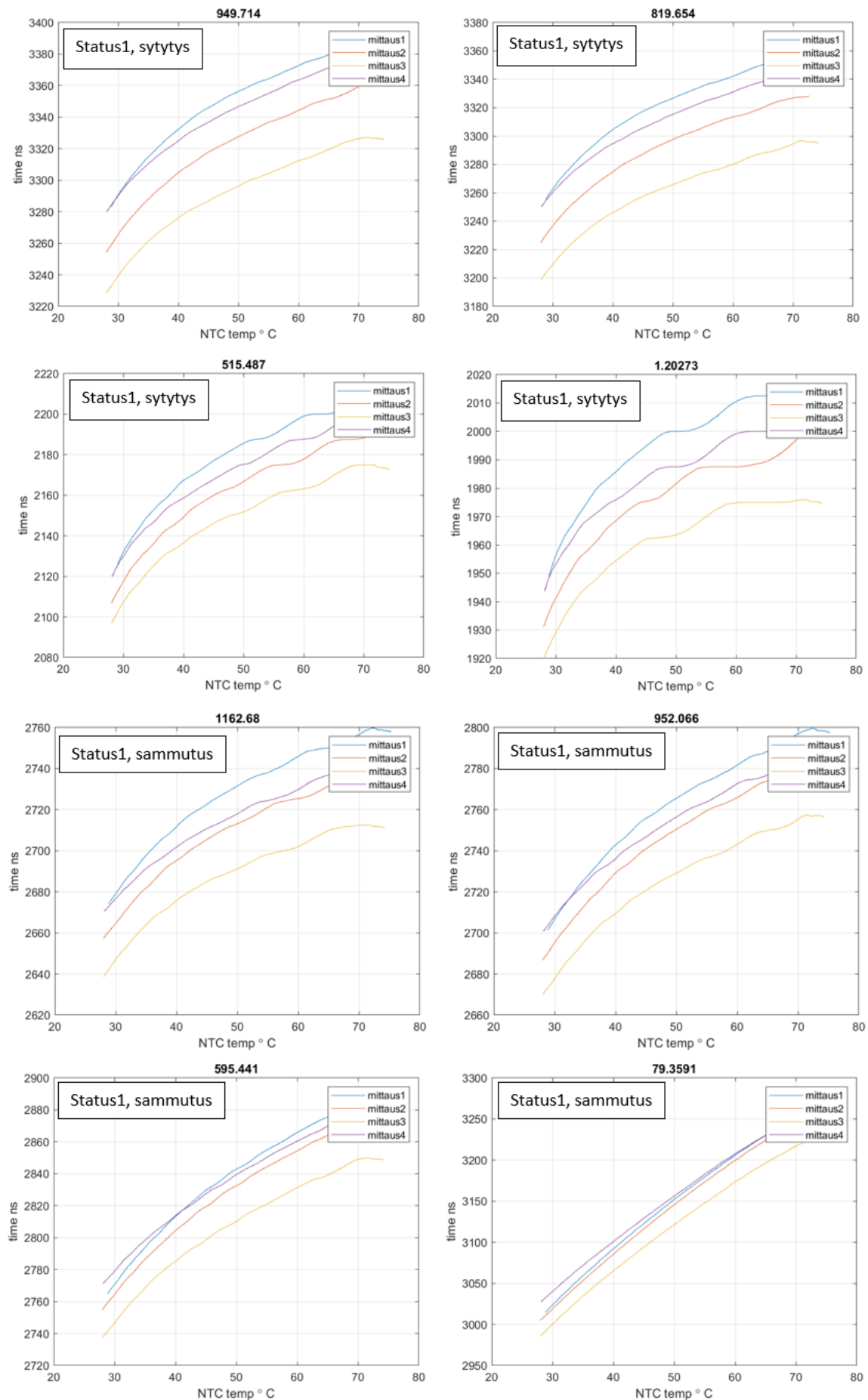


Kuva C4: Tutkimuskomponentin 2 desat2-mittau tulokset sytytyksestä ja sammutuksesta. Sytytyksen osalta on esitetty raakadata kahdella eri virtapisteellä. Sammutuksesta on esitetty keskiarvoistettu tulos neljässä virtapisteessä.

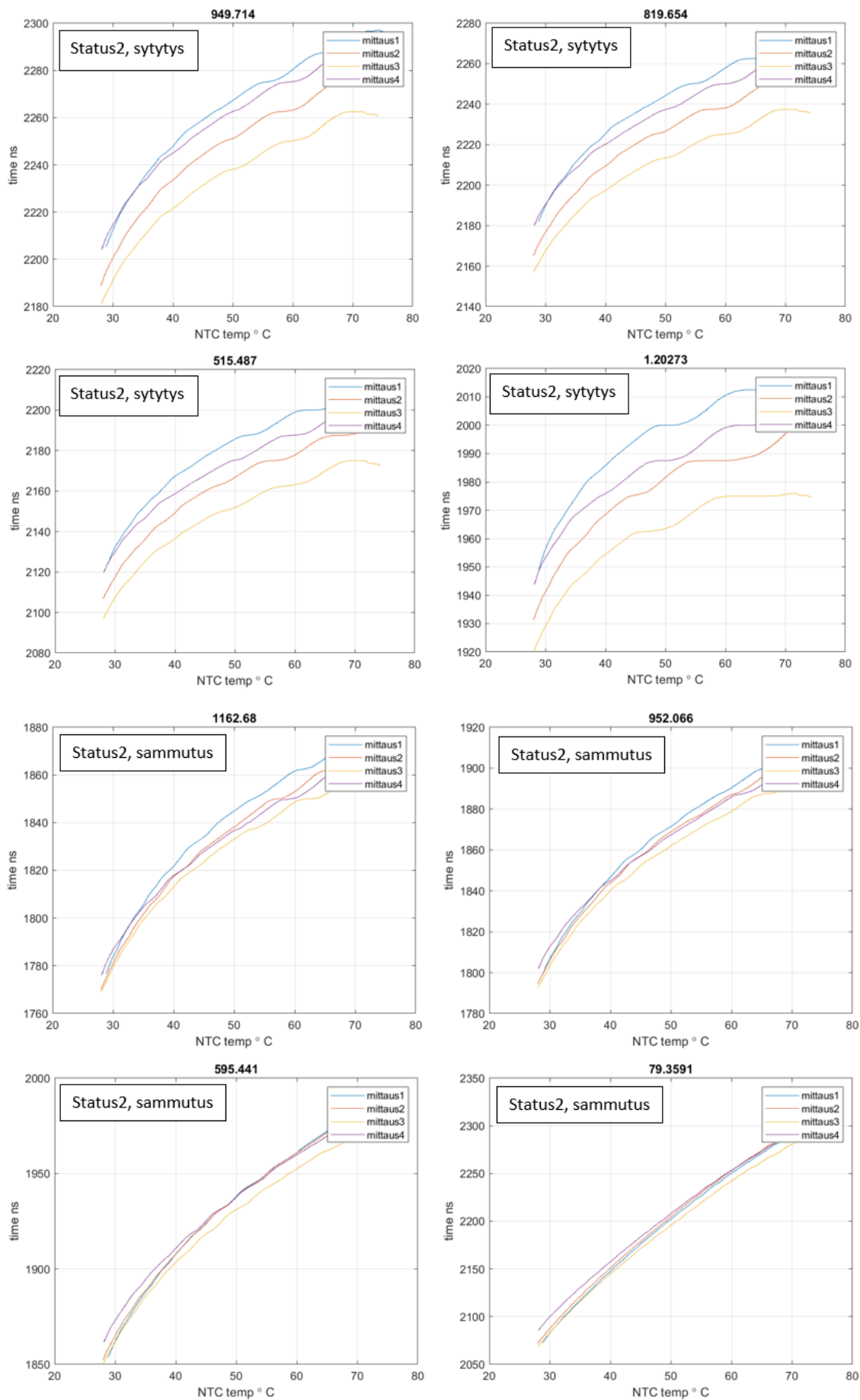
## D Mittaustulokset tutkimuskomponentti 3

Passiivisyklatus tutkimuskomponentin 3 tutkimusajon tulokset on esitetty tässä liitteessä. Kuvaajien tarkempi analysointi on tehty kappaleesta 5.1.2 *Tutkimusajon tulokset ja tulosten analysointi*, sivulta 58 alkaen.

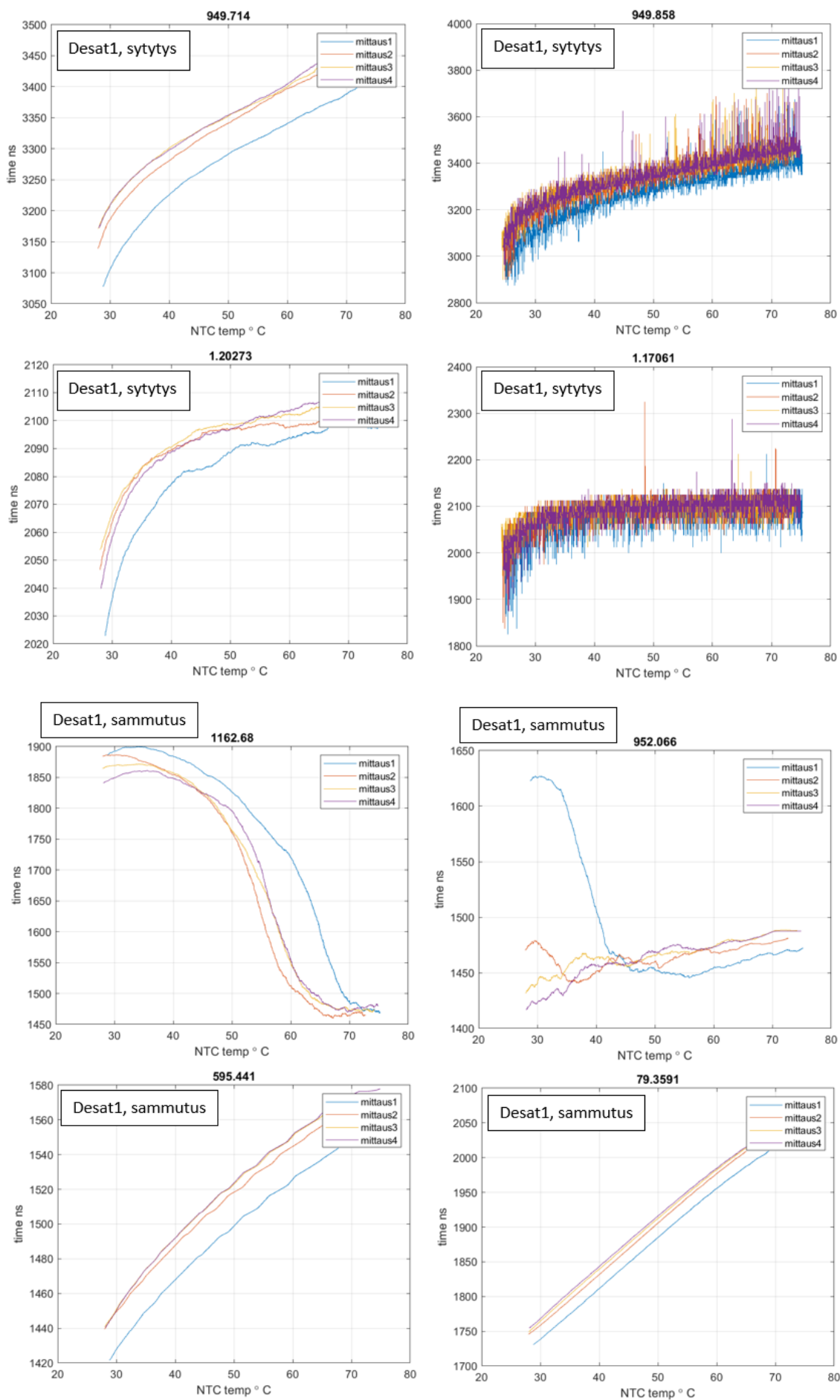
Tutkimustulokset on esitetty NTC-lämpötilan funktiona. Saman toimintapisteen eri mittaukset on esitetty samassa kuvaajassa. Kuvaajat on jaettu ryhmiin mittausmenetelmien perusteella. Kuvaaja on nimetty tutkimusajon toimintapisteen virran keskiarvona. Virta on mitattu invertterin virtamuuntimella. Arvo ei täysin vastaa oskilloskoopin kautta mitattua virtaa. Taulukossa [3](#) sivulla 37 on esitetty tarkemmin toteutuneen virran ja virtamuuntimella mitatun virran vastaavuudet.



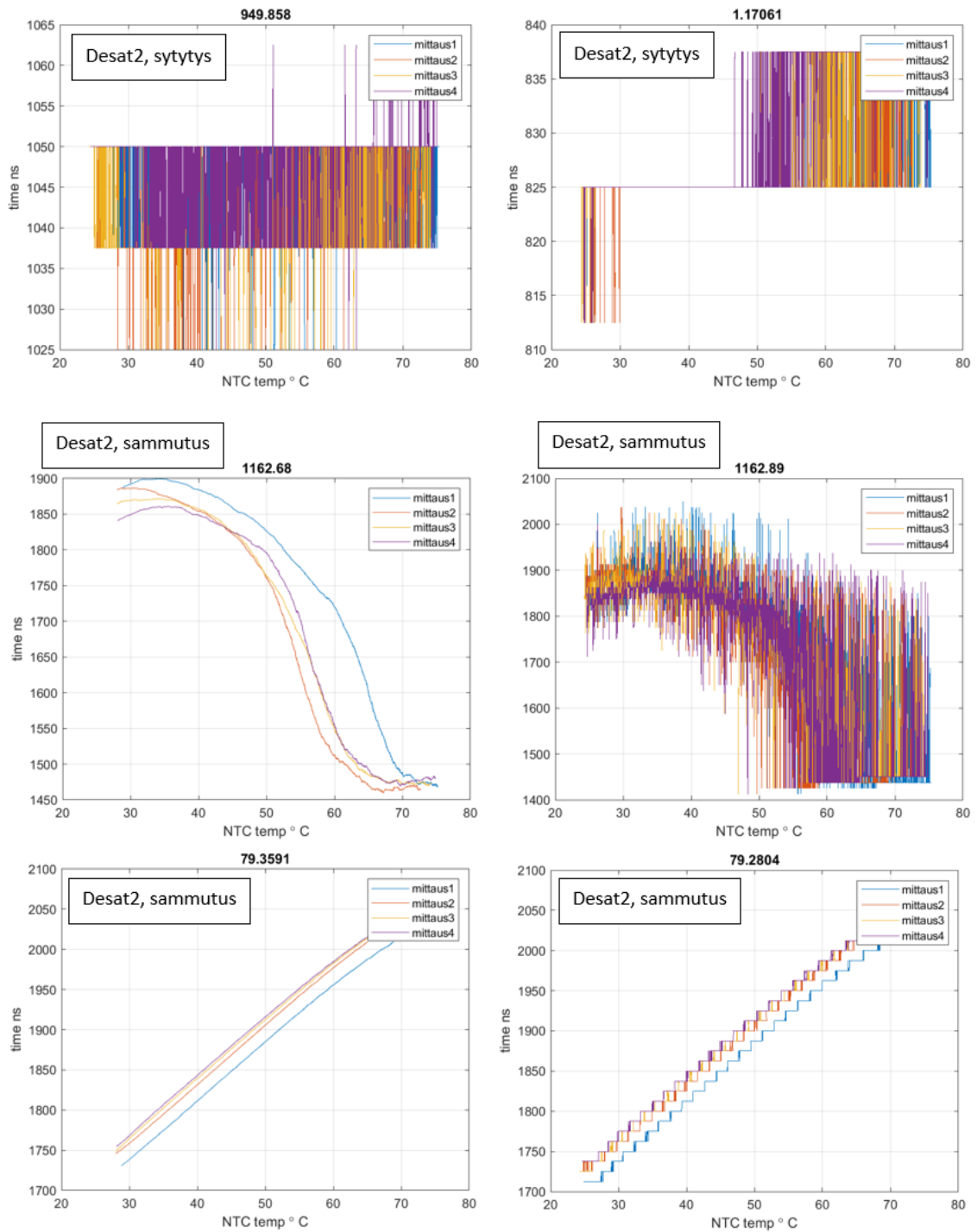
Kuva D1: Tutkimuskomponentin 3 sytytyksen ja sammutuksen status1-mittaustulokset keskiarvoistettuna useammassa virtapisteessä



Kuva D2: Tutkimuskomponentin 3 sytytyksen ja sammutuksen status2-mittaustulokset keskiarvoistettuna useammassa virtapisteessä



Kuva D3: Tutkimuskomponentin desat1-mittaustulokset. Sytytyksen osalta vasemmalla puolella on esitetty keskiarvoistettu tulos ja oikealla puolella saman toimintapisteen raakadata. Sammutuksesta on esitetty keskiarvoistettu data neljässä virtapisteessä



Kuva D4: Tutkimuskomponentin 3 desat2-mittaustulokset. Sytytyksestä on esitetty raakadata kahdella eri virtapistellä. Sammutuksesta on vasemmalla puolella esitettyä keskiarvoistettua tulos ja oikealla puolella alkuperäinen raakadata.

## E Oskilloskoopin mittauskuvat

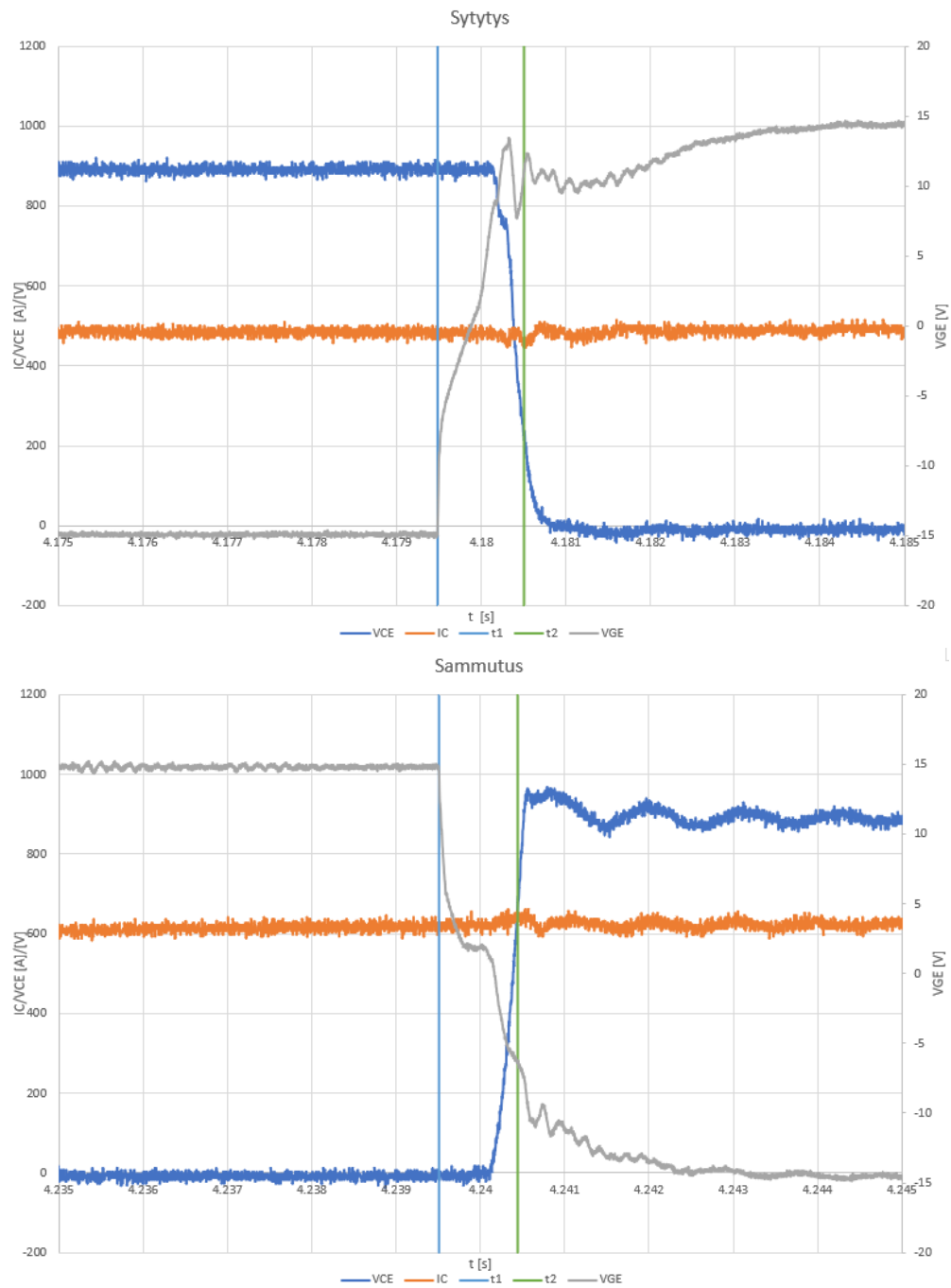
Jokaisessa tutkimusajossa tallennettiin kytkentätapahtuman käyrämuoto lämpötilapisteissä 25 °C, 30 °C, 45 °C, 65 °C ja 75 °C. Lämpötilatietona käytettiin pohjalevyn termoparin mittausta. Kuvat otettiin koko kytkentäjakson kytkentöjen ajalta, jolloin saatiin arvio kuormavirran tasosta kunkin kytkennän aikana. Lisäksi kytkentäjakson viidennestä kytkennästä tallennettiin tarkempi kuva. Tallennetut käyrät olivat tutkimuskomponentin alahaaran IGBT:n hilajännite, kollektori-emitterijännite sekä kuormavirta.

Oskilloskoopin kautta mitatuista käyrämuodoista toivottiin referenssiä kytkentäaikamittauksiin. Oskilloskooppidataa ei kuitenkaan voinut käyttää määrittämään kytkentäaikoja täysin tarkasti. Ensinnäkin virta, joka mitattiin, oli kuormavirta. Kappaleen 2.5.1 standardin mukaisesti kytkentäajat määritetään osittain IGBT:n virran perusteella. Toisekseen mittauskohina toi oman haasteensa tulosten tulkintaan.

Koska kuvien perusteella ei voinut standardin mukaisesti määrittää kytkentäaikaakaan eikä -viivettä, päädyttiin vertaamaan eri mittauskertojen valittujen mittauspisteiden erotusta toisiinsa. Sytytyksen ja sammutuksen osalta ensimmäiseksi mittauspisteeksi valittiin piste, jossa hilajännite lähtee muuttumaan -15 voltista kohti 15 voltia tai toisinpäin. Toisen mittauspisteen valinta osoittautui haasteellisemmaksi. Pistettä, joka olisi ollut yhtenevä jokaisessa mittauksessa ilman mittaushajonnan vaikutusta, ei ollut. Useampaa mittapistettä kokeiltiin, mutta tulosten tulkinnanvaraisuus osoittautui ongelmalliseksi. Oskilloskooppikuvia ei siten voida tarkemmin hyödyntää mittasmenetelmien luotettavuuden arviointiin.

Tässä liitteessä on esitetty tutkimuskomponentin 3 mittauksen 4 oskilloskooppikuvat kytkennästä 5 lämpötilassa 75 °C.





Kuva E1: Tutkimuskomponentin 3 mittauksen 4 kytkennän 5 sytytyksen ja sammutuksen käyrämuodot lämpötilapisteessä 75 °C